



Miguel Ângelo Martins
Madureira

Projecto de Receptores Integrados de Banda Larga



Miguel Ângelo Martins
Madureira

Projecto de Receptores Integrados de Banda Larga

Tese apresentada à Universidade de Aveiro, realizada sob orientação dos Prof. Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro e Prof. Doutor Rui Luís Andrade Aguiar, Professores Associados da Universidade de Aveiro, para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Electrónica e Telecomunicações.

Aveiro, Portugal, 2010

Membros do júri nomeado para a apreciação

Prof. Doutor Vasile Staicu, Professor Catedrático do Departamento de Matemática da Universidade de Aveiro.

Prof. Doutor Henrique José Almeida da Silva, Professor Associado da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra.

Prof. Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado, Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.

Prof. Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro, Professor Associado da Universidade de Aveiro.

Prof. Doutor Rui Luís Andrade Aguiar, Professor Associado da Universidade de Aveiro.

Prof. Doutor Manuel Alberto Reis de Oliveira Violas, Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro.

Agradecimentos

Gostaria de expressar o meu agradecimento às várias pessoas e entidades cuja contribuição permitiu a realização e o enriquecimento do trabalho apresentado nesta tese.

Aos Professores Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro e Doutor Rui Luís Andrade Aguiar, meus orientadores, pela oportunidade única de poder trabalhar nesta área, pelos recursos que colocaram à minha disposição sem os quais não seria possível a implementação física dos dispositivos propostos, e pela confiança que em mim colocaram ao longo da execução deste trabalho. Fica também uma nota de agradecimento adicional pela motivação que sempre me transmitiram mesmo quando mais recentemente o candidato, já na vida profissional activa, se viu confrontado com a escassez do recurso tempo.

Ao Doutor Luís Nero Alves, pela partilha de conhecimentos e pelas frutuosas discussões em temas na área da electrónica integrada.

Ao Doutor Daniel Diogo Fonseca, pela disponibilidade demonstrada durante a fase de testes do protótipo do filtro compensador da dispersão a 40Gbps, pela disponibilidade para a discussão de vários assuntos na área dos sistemas ópticos e pela colaboração na publicação dos resultados experimentais.

Ao técnico Paulo Gonçalves do Instituto de Telecomunicações de Aveiro, pelo empenho e competência demonstrados na construção dos veículos de teste e montagem dos protótipos apresentados neste trabalho.

Ao Instituto de Telecomunicações de Aveiro pela disponibilidade de equipamento, instalações e posto de trabalho essenciais à prossecução desta tese.

À Nokia Siemens Networks pela disponibilidade de equipamento e instalações sem as quais não seria possível obter os resultados experimentais apresentados, em particular para o caso dos testes em sistema com débito de 40Gb/s.

À Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT) pelo apoio financeiro disponibilizado, sob a forma de uma bolsa de Doutoramento.

À minha esposa Cassilda pela paciência e sólido apoio com que sempre pude contar.

Aos meus pais por sempre me terem apoiado, motivado e proporcionado todas as possibilidades para seguir em frente.

A todos um bem hajam.

Resumo

O presente trabalho tem como objectivo o estudo e projecto de receptores otimizados para sistemas de comunicações por fibra óptica de muito alto débito (10Gb/s e 40Gb/s), com a capacidade integrada de compensação adaptativa pós-deteção da distorção originada pela característica de dispersão cromática e de polarização do canal óptico.

O capítulo 1 detalha o âmbito de aplicabilidade destes receptores em sistemas de comunicações ópticas com multiplexagem no comprimento de onda (WDM) actuais. O capítulo apresenta ainda os objectivos e principais contribuições desta tese.

O capítulo 2 detalha o projecto de um amplificador pós-deteção adequado para sistemas de comunicação ópticos com taxa de transmissão de 10Gb/s. São discutidas as topologias mais adequadas para amplificadores pós deteção e apresentados os critérios que ditaram a escolha da topologia de transimpedância bem como as condições que permitem otimizar o seu desempenho em termos de largura de banda, ganho e ruído. Para além disso são abordados aspectos relacionados com a implementação física em tecnologia monolítica de microondas (MMIC), focando em particular o impacto destes no desempenho do circuito, como é o caso do efeito dos componentes extrínsecos ao circuito monolítico, em particular as ligações por fio condutor do monólito ao circuito externo.

Este amplificador foi projectado e produzido em tecnologia pHEMT de Arsenieto de Gálio e implementado em tecnologia MMIC. O protótipo produzido foi caracterizado na fábrica, ainda na bolacha em que foi produzido (on-wafer) tendo sido obtidos dados de caracterização de 80 circuitos protótipo. Estes foram comparados com resultados de simulação e com desempenho do protótipo montado num veículo de teste.

O capítulo 3 apresenta o projecto de dois compensadores eléctricos ajustáveis com a capacidade de mitigar os efeitos da dispersão cromática e da dispersão de polarização em sistemas ópticos com débito binário de 10Gb/s e 40Gb/s, com modulação em banda lateral dupla e banda lateral única. Duas topologias possíveis para este tipo de compensadores (a

topologia Feed-Forward Equalizer e a topologia Decision Feedback Equaliser) são apresentadas e comparadas. A topologia Feed-Forward Equaliser que serviu de base para a implementação dos compensadores apresentados é analisada com mais detalhe sendo propostas alterações que permitem a sua implementação prática.

O capítulo apresenta em detalhe a forma como estes compensadores foram implementados como circuitos distribuídos em tecnologia MMIC sendo propostas duas formas de implementar as células de ganho variável: com recurso à configuração cascode ou com recurso à configuração célula de Gilbert. São ainda apresentados resultados de simulação e experimentais (dos protótipos produzidos) que permitem tirar algumas conclusões sobre o desempenho das células de ganho com as duas configurações distintas.

Por fim, o capítulo inclui ainda resultados de desempenho dos compensadores testados como compensadores de um sinal eléctrico afectado de distorção.

No capítulo 4 é feita uma análise do impacto da modulação em banda lateral dupla (BLD) em comparação com a modulação em banda lateral única (BLU) num sistema óptico afectado de dispersão cromática e de polarização. Mostra-se que com modulação em BLU, como não há batimento entre portadoras das duas bandas laterais em consequência do processo quadrático de detecção e há preservação da informação da distorção cromática do canal (na fase do sinal), o uso deste tipo de modulação em sistemas de comunicação óptica permite maior tolerância à dispersão cromática e os compensadores eléctricos são muito mais eficientes.

O capítulo apresenta ainda resultados de teste dos compensadores desenvolvidos em cenários experimentais de laboratório representativos de sistemas ópticos a 10Gb/s e 40Gb/s. Os resultados permitem comparar o desempenho destes cenários sem e com compensação eléctrica optimizada, para os casos de modulação em BLU e em BLD, e considerando ainda os efeitos da dispersão na velocidade de grupo e do atraso de grupo diferencial. Mostra-se que a modulação BLU em conjunto com compensação adaptativa eléctrica permite um desempenho muito superior á modulação em BLD largamente utilizada nos sistemas de comunicações actuais.

Por fim o capítulo 5 sintetiza e apresenta as principais conclusões deste trabalho.

Abstract

The present work objective is to present the study and design of receivers optimized for high speed (10Gb/s and 40Gb/s) fiber optic communication systems, with the integrated capacity of adaptive compensation of the effects of chromatic and polarizations dispersion originated in the optical channel.

Chapter 1 details the scope of applicability of these receivers in modern WDM optical communication systems. This chapter also presents the main goals and contributions of this thesis.

Chapter 2 describes the details of the design of a post-detection amplifier suited for 10Gb/s and 40Gb/s optical communications systems. The most adequate circuit topologies are discussed and also the criteria that dictated the choice of transimpedance configuration as well as the conditions that allow its gain, bandwidth and noise performance to be optimized. Additionally the main aspects related to the layout of the circuit resorting to Microwave Monolithic Integrated Circuit (MMIC) techniques and its impact on the circuit performance, such as the effect of components which are not part of the chip particularly the bondwire inductance. This amplifier was designed and implemented in GaAs pHEMT technology resorting to MMIC techniques. The resulting prototypes were measured on wafer and data from the performance of 80 chips was made available by the factory and compared with simulation and assembled test prototype.

Chapter 3 details the design of two electrical adjustable compensators with the capability of mitigation of the effects of chromatic and polarization dispersion in 10Gb/s and 40Gb/s optical systems. Two possible topologies for this type of compensator circuits are discussed (the Feed-Forward and Decision Feedback equalizer) are presented and compared. The Feed-Forward equalizer topology is selected and analyzed further, and details on the practical implementation of such structures are discussed. The chapter shows in detail how these circuits were implemented in MMIC technology, resorting to distributed circuits and also focusing on two possibilities of designing the variable gain cells: based on the Gilbert cell or based in the Cascode. Experimental and simulation results (for the manufactured

prototypes) allow drawing conclusions and comparing the performance of the two distinct possibilities for the gain cells. Finally the chapter includes test results of compensation of a signal affected of electrical distortion.

Chapter 4 deals with the impact of the type of optical modulation in an optical system affected of dispersion, being of the dual side band or single-side band type. It is shown that if single side band modulation is considered, then the effects of beating between carriers from both the sub-bands due to the quadratic intensity detection process (in optical to electrical conversion) is much reduced and also such detection process allows phase preservation of the chromatic dispersion distortion from the channel. For single sideband modulation optical systems are then much more tolerant to chromatic dispersion and the electrical compensators are much more effective. The chapter also shows test results of the compensators developed, in a laboratory scenario representative of field optical systems at 10Gb/s and 40 Gb/s data rate), and these results are compared considering: the modulation format double side band or single side band, and also the effects of the group velocity dispersion and the differential group delay. Single-side band modulation together with adaptive electrical compensation was shown to have much superior performance than double side-band modulation, allowing for increased tolerance to dispersion effects.

Finally, chapter 5 summarizes and presents the main conclusions of this work.

Índice

1	Introdução.....	31
1.1	Sistemas Ópticos	31
1.1.1	Topologia de um sistema óptico WDM.....	31
1.1.2	Custo por bit em função da taxa de transmissão	33
1.1.3	Amplificação de sinal eléctrico	34
1.1.4	Compensação da dispersão do canal óptico	35
1.2	Objectivos e contribuições deste trabalho.....	35
1.3	Metodologia e ferramentas	37
1.4	Organização da tese	39
1.5	Lista de publicações.....	41
2	Amplificadores pós-deteção para receptores em sistemas de comunicação por fibra óptica	45
2.1	Comentário introdutório.....	45
2.2	Circuitos monolíticos para microondas em GaAs	46
2.2.1	Tecnologia Monolítica	46
2.2.2	Dispositivos activos em Arsenieto de Gálio	47
2.2.2.1	Considerações gerais sobre transístores HEMT em GaAs	47
2.2.2.2	Modelo de sinal de transístores HEMT em GaAs	48
2.2.2.3	Modelo de ruído de transístores HEMT em GaAs.....	50
2.3	Circuitos amplificadores de pós-deteção para sistemas ópticos	51
2.3.1	Considerações gerais sobre este tipo de circuitos.....	51
2.3.2	Configurações adequadas para amplificadores de pós-deteção.....	53
2.3.2.1	Configuração de baixa/alta impedância	54
2.3.2.2	Configuração de transimpedância.....	56
2.3.3	Características da topologia adoptada para o amplificador.....	59
2.4	Amplificador de Transimpedância para débito de 10Gbps em Tecnologia Monolítica de Microondas (MMIC)	60
2.4.1	Introdução.....	60
2.4.2	Configuração proposta	60
2.4.3	Análise de pequeno sinal da configuração proposta.....	62

2.4.3.1	Função de transferência	62
2.4.3.2	Análise de ruído	66
2.4.4	Análise do circuito implementado	69
2.4.4.1	Considerações sobre caracterização e medida	70
2.4.4.2	Gama dinâmica	70
2.4.4.3	Resposta em frequência	71
2.4.4.4	Efeito da indutância das ligações do monólito ao circuito exterior	74
2.4.4.5	Efeito da indutância de <i>bonding</i> do fotodetector	76
2.5	Implementação monolítica do amplificador e resultados experimentais ..	81
2.5.1	Máscara do circuito e veículo de teste	81
2.5.2	Considerações sobre o projecto da máscara e veículo de teste	82
2.5.3	Resposta em frequência e no domínio do tempo	86
2.6	Amplificador pós-deteccção para débito de 10Gbps em Tecnologia Monolítica de Microondas (MMIC) e com Controlo Automático de Ganho (CAG)	89
2.6.1	Introdução	89
2.6.2	Configuração proposta e análise de sinal	90
2.6.3	Análise de ruído	94
2.7	Conclusões	97
3	Circuitos eléctricos activos para compensação da dispersão em sistemas de comunicação por fibra óptica.....	103
3.1	Comentário introdutório	103
3.2	Introdução histórica – necessidade de compensadores	103
3.3	Malhas de equalização passivas	105
3.4	Topologias de circuitos de compensação activos	108
3.4.1	Compensadores do tipo FFE	108
3.4.1.1	Topologia	108
3.4.1.2	FFE como compensador de dispersão em canal óptico	110
3.4.2	Compensadores do tipo DFE	112
3.4.2.1	Topologia	112
3.4.2.2	DFE como compensador de dispersão em canal óptico	113
3.4.2.3	Compensador FFE+DFE	113
3.4.3	Fundamentação da topologia adoptada	114
3.5	Estruturas dos compensadores desenvolvidos para 10Gbps e 40Gbps	115
3.5.1	Filtros transversais para microondas - referência histórica	115
3.5.2	Estrutura do circuito do compensador para 10Gbps	116
3.5.3	Estrutura do circuito do compensador para 40Gbps	117

3.5.4	Considerações sobre projecto de circuitos distribuídos	118
3.6	Detalhes do compensador para 10Gbps.....	122
3.6.1	Célula de ganho ajustável.....	122
3.6.1.1	Caracterização funcional.....	122
3.6.1.2	Caracterização para pequeno sinal.....	124
3.6.2	Bloco de geração de sinais complementares	127
3.6.2.1	Descrição funcional	127
3.6.2.2	Análise de pequeno sinal	128
3.6.3	Análise da estrutura distribuída do compensador.....	131
3.6.3.1	Contrapartidas no dimensionamento das secções distribuídas	131
3.6.3.2	Implementação de indutâncias como linhas micro fita de alta impedância	133
3.6.4	Máscara do circuito monolítico desenvolvido e veículo de teste	136
3.7	Caracterização experimental do compensador para 10Gbps	140
3.7.1.1	Controlo do ganho	140
3.7.1.2	Resposta em frequência	141
3.7.2	Resultados de caracterização para grande sinal.....	143
3.8	Compensador para 40Gbps baseado em células de Gilbert.....	145
3.8.1	Descrição da estrutura do compensador.....	145
3.8.2	Ganho variável baseado na célula de Gilbert.....	146
3.8.2.1	Caracterização para pequeno sinal.....	147
3.8.2.2	Implementação e desempenho	150
3.8.3	Máscara do circuito monolítico desenvolvido e veículo de teste	151
3.9	Caracterização experimental do compensador para 40Gbps	154
3.9.1	Resultados de caracterização para sinal.....	154
3.9.1.1	Ganho das baixadas em função da tensão de controlo.....	154
3.9.1.2	Resposta em frequência	156
3.9.2	Gama dinâmica – caracterização para grande sinal.....	160
3.10	Compensação da dispersão em sinal eléctrico resultante de uma linha microfita dispersiva	161
3.10.1	Introdução e âmbito de aplicação	161
3.10.2	Compensação da distorção em meio eléctrico a 40Gb/s.....	162
3.10.3	Compensação da distorção em meio eléctrico a 10 Gb/s.....	164
3.11	Conclusões	166
4	Resultados experimentais de compensação da DVG e de AGD com recurso aos compensadores desenvolvidos.....	171
4.1	Comentário introdutório.....	171

4.2	Modulação em BLU em sistemas ópticos	171
4.2.1	Introdução.....	171
4.2.2	Vantagens da modulação em BLU nos sistemas ópticos.....	172
4.3	Métodos de obter modulação óptica em BLU.	174
4.3.1	Métodos de filtragem óptica.....	175
4.3.2	Configurações práticas para gerar sinal em BLU.....	175
4.3.3	Configurações para gerar sinal em BLU utilizadas neste trabalho.....	178
4.3.3.1	Configuração com recurso a apenas um modulador MZ.....	180
4.3.3.2	Configuração com recurso a um modulador MZ seguido de um modulador de fase	182
4.4	Desempenho de sistemas com modulação em BLD e BLU em canal linear afectado de DVG e AGD	183
4.4.1	Sistema BLD afectado de DVG	184
4.4.2	Sistema com modulação em BLD afectado de AGD	186
4.4.3	Sistema com modulação em BLU afectado de DVG	188
4.4.4	Sistema com modulação em BLU afectado de AGD	188
4.5	Estratégias de compensação pós-deteção da dispersão com modulação em BLD.....	189
4.5.1	Introdução.....	189
4.5.2	Compensação da DVG e do AGD em sistema com modulação em BLD ..	189
4.6	Resultados da compensação de DVG e AGD em sistema com modulação em BLD e BLU a 40Gb/s.....	190
4.6.1	Disposição experimental de teste do compensador com DVG	190
4.6.2	Estratégia de optimização do compensador	193
4.6.3	Resultados experimentais para 40Gbps apenas com compensação activa	194
4.6.3.1	Melhoria de desempenho no sistema sem dispersão.....	195
4.6.3.2	Melhoria de desempenho em sistema com dispersão	197
4.6.4	Cenário de teste experimental do compensador com DVG e AGD	200
4.6.5	Resultados experimentais de compensação da DVG a 40Gb/s com cascata de compensador activo e passivo	201
4.6.6	Resultados experimentais de compensação simultânea dos efeitos da DVG e AGD a 40Gbps com cascata de compensador activo e passivo	203
4.6.7	Avaliação do desempenho do compensador por comparação com resultados de simulação	205
4.6.7.1	Detalhes do modelo para simulação de desempenho do compensador	205
4.6.7.2	Desempenho como compensador de DVG	206
4.6.7.3	Desempenho como compensador do efeito combinado da DVG e AGD.....	207
4.7	Resultados da compensação da DVG em sistema com modulação em BLD e em BLU a 10Gb/s	208

4.7.1	Resultados experimentais com compensador para 10Gbps em BLD	208
4.7.1.1	Cenário de teste.....	208
4.7.1.2	Resultados experimentais	210
4.7.2	Resultados experimentais com compensador para 10Gb/s em sistema com modulação em BLU-BLI / BLS	212
4.7.2.1	Cenário de teste.....	212
4.7.2.2	Desempenho como compensador dos efeitos da DVG acumulada.....	214
4.8	Conclusões	219
5	Conclusões.....	223
5.1	Conclusões na sequência do exposto neste trabalho	223
5.2	Tópicos para possível trabalho futuro	225

Lista de Figuras

Figura 1 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicação óptica com multiplexagem no comprimento de onda.	31
Figura 2 – Diagrama de blocos simplificado do detalhe de um nó de adição/remoção de canais.	33
Figura 3 – Relação entre o custo por bit em função da taxa de transmissão por comprimento de onda. (Retirado de: Mintera, white paper, 2002, www.mintera.com)	34
Figura 4 – Diagrama de blocos do demonstrador do transceiver desenvolvido no âmbito do projecto THE MOST.....	37
Figura 5 – Circuito equivalente do transistor HEMT válido para a gama de frequência de microondas.	49
Figura 6 – Modelo equivalente intrínseco de um transistor HEMT incluindo as fontes de ruído.	50
Figura 7 – Diagrama de blocos de um receptor para sistemas de comunicação por fibra óptica.....	51
Figura 8 – Configurações mais comuns para o amplificador de pós-deteção: a) alta/baixa impedância e b) transimpedância.	53
Figura 9 – Modelo equivalente da secção de entrada do receptor constituída pelo fotodetector e amplificador, para a topologia baixa/alta impedância, incluindo as fontes de ruído.	54
Figura 10 - Modelo equivalente da secção de entrada do receptor constituída pelo fotodetector e amplificador, para a topologia de transimpedância, incluindo as fontes de ruído.	56
Figura 11 – Aplicação das transformadas de Blakesley ao circuito da Figura 10: a) movimento de fontes de tensão entre ramos, b) movimento de fontes de corrente entre nodos.	58
Figura 12 – Esquema do circuito amplificador de transimpedância para 10Gbps, e dimensões dos componentes. Na tabela N representa o número de portas do transistor implementado.....	61
Figura 13 – Representação de blocos do amplificador de transimpedância proposto.	62
Figura 14 – Detalhe do andar de entrada e esquema equivalente para pequeno sinal em malha aberta.	62
Figura 15 – Elementos considerados no cálculo do ruído equivalente na entrada do amplificador.	66
Figura 16 – Modelos equivalentes do amplificador para análise de ruído, com as fontes de ruído equivalente representadas nos seus portos.	67
Figura 17 - Dimensões e pontos de polarização do circuito do amplificador implementado. As dimensões dos transistores encontram-se em μm e os valores das resistências em Ohm.	69
Figura 18 - Função de transferência DC do circuito ($V_{\text{out}}/I_{\text{in}}$) obtida por simulação.	71
Figura 19 - Esquema do circuito para análise de pequeno sinal, incluindo os elementos extrínsecos.....	72
Figura 20 – Amplitude da função de transferência em transimpedância para três valores da capacidade do fotodiodo C_{fot}	73
Figura 21 - Coeficientes de reflexão na entrada e na saída para um circuito com dois portos.	74
Figura 22 – Factor de estabilidade de Rollet em função da indutância das ligações do monólito ao circuito exterior (L_{bond}), sem (A) e com (B): R_{da1} , R_{da2} , C_{da} e separação da alimentação da etapa de saída.	75
Figura 23 – Circuito equivalente da malha de entrada do amplificador de transimpedância. A indutância da ligação do fotodetector é representada por L_1	77
Figura 24 – Amplitude e atraso de grupo de $Z(\omega)$, na condição de característica de Butterworth, de característica de Bessel e sem considerar a indutância da ligação.....	80
Figura 25 – A) Microfotografia do monólito fabricado e B) fotografia do suporte de teste com conectores.	82

Figura 26 – Máscara final do circuito do amplificador de transimpedância para 10Gb/s, denominado TZA10G1200. VDD1, VDD2 e VEE são pontos de aplicação de tensões de alimentação, IN e OUT são os terminais de entrada e saída de sinal, respectivamente.	83
Figura 27 – Amplitude do ganho de transimpedância em função da frequência para vários valores da indutância entre o monólito e o fotodetector, para dois valores de capacidade do fotodetector C_{fot}	85
Figura 28 – Parâmetros S: medidos para 80 circuitos monolíticos ainda na bolacha (legenda “Medido <i>on-wafer</i> ”); medidos para um circuito montado em um suporte metálico com conectores (legenda “Medido <i>packaged</i> ”); obtidos por simulação considerando o modelo do circuito extraído da máscara (legenda “Simulação”).	87
Figura 29 – Diagramas de olho experimentais obtidos para um sinal PRBS $2^{31}-1$ a 10Gbps: A – sinal antes de um atenuador de 20dB em série com a entrada do circuito, B sinal na saída do amplificador.	88
Figura 30 – Esquemático do circuito do amplificador de transimpedância com malha adicional de controlo do ganho; dimensões e valores dos componentes.	91
Figura 31 – Dependência da resistência equivalente dreno-fonte obtida por simulação, para um transistor na configuração fonte-comum com largura de porta 15 μm e polarizado com $V_{\text{ds}}=0.15\text{V}$	92
Figura 32 – Amplitude da função de transferência do amplificador de transimpedância, simulação em função da corrente de entrada I_{fot}	93
Figura 33 – Evolução da tensão de controlo da malha de AGC e tensão DC na saída do amplificador, resultados de simulação em função da corrente de entrada I_{fot}	94
Figura 34 – Circuito equivalente do andar de entrada de transimpedância do circuito com CAG com as fontes de corrente equivalente de ruído assinaladas.	95
Figura 35 – Evolução da corrente de ruído equivalente na entrada em função da corrente de entrada do fotodetector, I_{fot} obtida por simulação do circuito da Figura 30.	96
Figura 36 – Secção elementar de primeira ordem de um filtro passivo passa-tudo. R_0 representa a resistência da malha (constante) e m é o factor de acoplamento entre as duas indutâncias.	106
Figura 37 – A) mapa de pólos e zeros e B) atraso de grupo para a expressão (E 43). Como exemplo considerou-se o filtro dimensionado para uma frequência de 10GHz.	107
Figura 38 – Topologia geral de um filtro RIF.	108
Figura 39 – Topologia em cascata (“ <i>Ladder</i> ”) de um filtro RIF, tal como é implementado na prática.	109
Figura 40 – Reprodução da topologia genérica de um compensador não-linear DFE, apresentado em [53].	112
Figura 41 – Estrutura do compensador desenvolvido para compensação da dispersão em sistemas a 10 Gb/s. AD – amplificador diferencial, Z_a e Z_b são impedâncias de adaptação, $VC_1.. VC_N$, e $/VC_1.. /VC_N$ são tensões de controlo do valor dos coeficientes do compensador. $N=5$	116
Figura 42 - Estrutura do compensador desenvolvido para compensação da dispersão em sistemas a 40 Gb/s. Z_a e Z_b são impedâncias de adaptação, $VC_1.. VC_N$ e V_{ref} , são tensões de controlo do valor dos coeficientes do compensador. $N=5$	118
Figura 43 – A - representação esquemática de um amplificador distribuído em que os andares de ganho são células de transcondutância, B - circuito equivalente simplificado para o caso particular de células de ganho constituídas por transístores FET.	119
Figura 44 – Característica corrente/tensão dreno-fonte em função da tensão V_{pf} do transistor Q1 e da tensão de controlo (V_{pp2}) do transistor Q2.	122
Figura 45 – Ganho de tensão do circuito <i>cascode</i> implementado, em função da tensão de controlo.	123
Figura 46 – Esquema do circuito da célula com ganho ajustável <i>cascode</i>	124
Figura 47 – Esquema do circuito do bloco que gera os sinais complementares $x_1(t)$ e $x_2(t)$ a partir do sinal de entrada $x(t)$	127
Figura 48 – Módulo e fase dos parâmetros S obtidos para o circuito da Figura 47.	130

Figura 49 – Esquema do circuito de cada baixada do compensador para 10Gbps e elementos de terminação das LTA de porta e fonte.	132
Figura 50 – Terminação melhorada com inclusão de uma secção passa-baixo do tipo m-derivada.	133
Figura 51 – Atenuação e atraso de grupo em função da largura para linhas de transmissão do tipo microfita com comprimento 1000 μm sobre substrato GaAs. Restantes parâmetros substrato: $\epsilon_r=12.9$, $H=100\mu\text{m}$, $\tan\delta=0.001$, $\sigma=4.1\times 10^7\text{S/m}$	134
Figura 52 – Implementação de parte de uma baixada do equalizador para 10Gbps.	136
Figura 53 – Microfotografia do monolítico do compensador para 10Gbps. A área A à esquerda na figura representa a secção concentrada do compensador correspondente ao bloco de geração de sinais complementares; a área B à direita representa a secção distribuída correspondente às células de ganho. IN e OUT são respectivamente a entrada e saída de sinal. As dimensões são 3 x 2 mm.	137
Figura 54 – Detalhes da montagem experimental do circuito monolítico compensador para 10Gb/s.	138
Figura 55 – Fotos A) da placa de circuito impresso desenvolvida para apoio ao compensador, B), detalhe do veículo de teste (o circuito monolítico é visível no centro).	139
Figura 56 – Curvas de amplitude do ganho de cada célula individual medida experimentalmente, em função da tensão de controlo.	140
Figura 57 – Curvas de amplitude de S_{21} obtidas experimentalmente para as células C1, C3 e C5 em função da tensão de controlo (indicada na figura) com as restantes ao corte: A) Células não-inversoras (coeficientes positivos); B) células inversoras (coeficientes negativos).	141
Figura 58 – Curvas de amplitude de S_{11} e S_{22} obtidas experimentalmente para as células C1, C3 e C5 em função da tensão de controlo (para os valores indicados na Figura 57) com as restantes ao corte: A) Células não-inversoras (coeficientes positivos); B) células inversoras (coeficientes negativos).	142
Figura 59 – Curvas de amplitude de parâmetros S obtidos experimentalmente para o compensador em função das tensões de controlo: A) comparação de S_{21} medido com S_{21} ideal para 3 conjuntos de valores de coeficientes normalizados e B) S_{11} e S_{22} para os coeficientes considerados em A. A curva do compensador ideal resulta da expressão (E 45).	143
Figura 60 - Potência do sinal na saída do filtro (Pout) e dos segundo (DH2) e terceiro (DH3) harmónicos em função da potência de entrada (Pin) e para diferentes valores de tensão de controlo do ganho aplicados à célula 3 positiva (C3). A seta assinala o ponto aproximado de compressão de ganho -1dB.	144
Figura 61 - Potência do sinal de saída do filtro (Pout) e do segundo (DH2) e terceiro (DH3) harmónicos em função da potência de entrada (Pin), para diferentes valores de tensão de controlo do ganho aplicados à célula 3 negativa (nC3). A seta assinala o ponto aproximado de compressão de ganho -1dB.	144
Figura 62 – Estrutura do compensador implementado para 40Gbps baseado na célula de Gilbert.	145
Figura 63 – Curvas do ganho e fase da função de transferência da célula de Gilbert calculadas a partir da expressão (E 64) para os casos: em que se considerou o atraso de propagação no canal (legenda --), não se considerou o atraso de propagação no canal (legenda) e ainda resultados obtidos no simulador comercial ADS (legenda -) considerando o modelo não-linear dos transístores.	150
Figura 64 – Detalhe da máscara da implementação da célula de Gilbert.	151
Figura 65 – Microfotografia do circuito monolítico do compensador protótipo para 40Gbps. As dimensões são 3 x 1 mm.	151
Figura 66 – Microfotografia ilustrativa dos detalhes de montagem do compensador protótipo para 40Gbps. Os componentes próximos do monólito são condensadores de desacoplamento das tensões de alimentação.	152
Figura 67 – Dependência do coeficiente de reflexão em função da frequência para três valores de indutância em série com uma carga ohmica perfeitamente adaptada, como é representado na figura.	153
Figura 68 – Fotografia da placa de circuito de suporte do compensador protótipo (A) e detalhe do veículo de teste (B).	154

Figura 69 – Curvas de amplitude do parâmetro S_{21} medido individualmente para as células C1, C3 e C5 do compensador protótipo, em função da tensão de controlo relativa à tensão de referência 1.3 V.	155
Figura 70 – Resposta em frequência do compensador protótipo comparada com a de um compensador ideal (cuja expressão é apresentada na figura) para dois conjuntos de coeficientes: A) $V_{ctrl}=0.4V$, $C_n=1$; B) $V_{ctrl}=[1.28, 0.55, 2.0, 0.63, 1.47]$ (V), $C_n=[-0.09, +0.6, -1, +0.7, -0.08]*0.28$; $V_{ref}=1.2V$. O valor de τ é 18ps e D , que modela o tempo de propagação no veículo de teste, é 190ps.....	156
Figura 71 – Amplitude dos parâmetros S_{11} e S_{22} medidos experimentalmente para o circuito protótipo, considerando três conjuntos de tensões de controlo de ganho.....	157
Figura 72 – Curvas da amplitude dos parâmetros S_{11} (porto de entrada - A) e S_{22} (porto de saída - B) obtidos por simulação e medida para compensador de 40G. Adicionalmente as figuras incluem resultados de medida para o caso de uma ligação implementada na forma de um fio condutor <i>bondwire</i> colocado como se mostra na Figura 73 – designada <i>Shunt</i> na figura.....	158
Figura 73 – À esquerda: microfotografia de uma ligação de <i>bondwire</i> colocada entre as linhas de transmissão de entrada e saída próximo do monólito (<i>Shunt</i>); à direita apresentam-se as curvas da amplitude dos parâmetros S medidas: as duas curvas inferiores (com valores no eixo das ordenadas menores) representam os parâmetros $ S_{11} $ e $ S_{22} $, as duas curvas superiores (com valores no eixo das ordenadas maiores) representam $ S_{21} $ e $ S_{12} $	159
Figura 74 - Potência do sinal de saída (Pout) do compensador e do segundo (DH2) e terceiro (DH3) harmónicos em função da potência de entrada (Pin), para diferentes valores de tensão de controlo de ganho (V_{ctrl}) aplicados à célula 3 (para $V_{ref} = 1.3V$).	160
Figura 75 – Cenário de teste dos protótipos desenvolvidos como compensadores de distorção com origem eléctrica (no caso particular uma linha microfita dispersiva).	162
Figura 76 – Linha de transmissão microfita dispersiva destinada a compensar um valor de DVG acumulada de 170ps/nm.	162
Figura 77 – Resultados de caracterização do protótipo de linha de transmissão microfita da Figura 76	163
Figura 78 – Diagramas de olho do sinal medidos A – na saída do gerador, B – após propagação na linha de transmissão e C – após o compensador optimizado.	164
Figura 79 – Diagramas de olho do sinal medidos nas seguintes condições: A) sinal de teste após propagação na linha microfita, B) sinal de teste compensado (à saída do compensador optimizado).	165
Figura 80 – Amplitude do espectro e atraso de grupo do sinal óptico antes e após a detecção para o caso de um sistema BLD (em cima) e BLU-BLS (em baixo), afectados de dispersão cromática.	173
Figura 81 – Forma de implementar modulação SSB óptica, por intermédio de um modulador MZ de eléctrodo duplo.	176
Figura 82 – Espectro genérico do sinal representado na expressão (E 75).	178
Figura 83 – Processo de obtenção de um sinal em BLU pelo método de processamento de fase.	178
Figura 84 – Topologias sugeridas em [99] para obtenção de um sinal em BLU pelo método de processamento de fase.....	180
Figura 85 – Topologia proposta em [110] para obtenção de um sinal com modulação em BLU-BLS a partir de um sistema com modulação em BLD.	183
Figura 86 – Curvas de amplitude do sinal detectado em função da frequência, para vários valores de DVG acumulada dada por B^2DL [em (Gb/s) ² ·ps/nm], L em [km]. Para referência a figura inclui sobreposto, em tom mais claro, o espectro de um sinal NRZ ideal após detecção.	185
Figura 87 - Amplitude do sinal detectado em função da frequência, para vários valores do AGD [ps] e para os casos de: a) $\gamma=0.5$ e b) $\gamma=0.25$. B em [Gb/s].	187
Figura 88 – Estratégias para compensação da DVG num sistema com modulação em BLD : a), b) e c) propostas em [117], d) projectada, implementada e testada neste trabalho.	190

Figura 89 - Cenário de teste para medida de desempenho do filtro compensador FLT40G, com distorção resultante da DVG. O comprimento de onda do laser λ_L foi ajustado para 1549.75nm para modulação em BLU e para 1549.65nm no caso de modulação em BLD.	191
Figura 90 – Espectro do sinal óptico medido à saída do modulador de BLU para valores de RE de 6dB e 10dB. A RSBL é medida considerando a potência a ± 0.16 nm do comprimento de onda da portadora.	192
Figura 91 – Amplitude e fase da função de transferência do transformador de Hilbert calculadas a partir dos parâmetros S obtidos experimentalmente por [118].	192
Figura 92 – Procedimento de optimização manual das tensões de controlo do ganho das baixadas dos compensadores.	194
Figura 93 – PE medida experimentalmente para modulação BLU, em função da potência óptica na entrada do receptor para diferentes valores de DVG, com e sem o filtro compensador (FC): A – RE=6dB e B – RE=10dB. Para comparação são também incluídos resultados para modulação BLD.	195
Figura 94 – Resposta em amplitude do filtro optimizado, medida para os casos de 0ps/nm de DVG e 272ps/nm de DVG.	196
Figura 95 – Característica espectral do filtro óptico passivo do cenário da Figura 89 obtida com um sinal de entrada composto por ruído branco com distribuição uniforme.	197
Figura 96 – Diagramas de olho do sinal detectado, sem compensação, degradado pelo efeito de 136ps/nm de DVG acumulada, para os casos: A) sinal modulado em BLD e B) sinal modulado em BLU.	198
Figura 97 – Comparação entre o atraso de grupo para uma linha de transmissão ideal com 136ps/nm e o obtido a partir da diferença entre o atraso de grupo do compensador para 0ps/nm e 272ps/n.	199
Figura 98 – Cenário de teste experimental para medidas de desempenho do filtro compensador FLT40G, com DVG e AGD combinados.	200
Figura 99 – Resultados de compensação do efeito da DVG, para diferentes valores de RE e considerando um filtro compensador (FC) fixo em série com o ajustável.	202
Figura 100 – Diagramas de olho do sinal detectado: A) sem e B) com compensação activa, para um valor de DVG de 170ps/nm.	203
Figura 101 - Resultados de compensação simultânea dos efeitos da DVG e do AGD, para 6dB de RE e considerando um compensador fixo em série com o ajustável.	204
Figura 102 - Diagramas de olho do sinal detectado: A) sem e B) com o compensador activo, para um valor de AGD de 21ps.	205
Figura 103 – Curvas de resposta medidas e obtidas por simulação para o compensador optimizado, e resposta alvo para: a) atraso de grupo para DVG de 408ps/nm em que se tem o compensador em série com uma linha de transmissão dispersiva optimizada para compensação de 170ps /nm de DVG; b) amplitude para o caso de compensação de 18ps de AGD (com recurso a apenas o compensador).	207
Figura 104 – Curvas de resposta medida e obtida por simulação para o compensador optimizado, e resposta alvo para DVG de 374ps/nm combinada com AGD de valor 12ps, em que se tem um compensador em série com uma linha de transmissão dispersiva optimizada para compensação de 102ps /nm de DVG, para os casos: a) atraso de grupo, b) amplitude.	208
Figura 105 – Cenário de teste experimental para medidas de desempenho do filtro compensador (FLT10G) para 10Gb/s, em sistema com modulação em BLD, afectado de DVG.	209
Figura 106 - Curvas de dependência da PE em função da potência óptica na entrada do fotodetector para os casos assinalados na figura, em que FC significa Filtro Compensador e 1360ps/nm equivalem sensivelmente a 80km de FOMMC.	211
Figura 107 - Diagramas de olho do sinal eléctrico: A) após o fotodetector e B) após o compensador activo ajustável, para um valor de DVG de 1360ps/nm acumulada (equivalente a propagação ao longo de 80km FOMMC). O compensador, para o conjunto de coeficientes aplicados (optimizados), gera uma função de transferência que inverte o sinal.	212

Figura 108 – Cenário de teste experimental para medida de desempenho do filtro compensador para 10Gb/s (FLT10G), em sistema com modulação em BLU, afectado de DVG. Neste cenário, para além da inclusão de ruído, o modulador de BLU permite seleccionar a banda a modular: BLI ou BLS. O total de DVG a compensar foi 2720ps/nm (equivalente a 160km de FOMMC).	213
Figura 109 – Espectro do sinal óptico à saída do modulador de BLU-BLI/BLS para as duas bandas de modulação possíveis: a) BLU-BLI e b) BLU-BLS	214
Figura 110 – Curvas da dependência da PE em função da RSRO para as seguintes condições: a) sem o efeito da DVG do canal óptico (0ps/nm) acumulada, para os casos com e sem o compensador eléctrico (c/FC, s/FC, respectivamente) ; b) com o efeito da DVG do canal óptico acumulada (2720ps/nm - 160km de FOMMC), para os casos com e sem compensador eléctrico (c/FC, s/FC, respectivamente).	215
Figura 111 – Curvas do ganho em função da frequência para o bloco compensador do cenário da Figura 108, para dois casos: tendo em conta o conjunto compensador em série com o amplificador eléctrico ou sem o amplificador eléctrico, mantendo os mesmos coeficientes aplicados ao compensador.	215
Figura 112 – Variação do atraso de grupo em função da diferença de frequência relativamente à frequência da portadora f_0 , considerando um troço de FOMMC com 160km de comprimento.	216
Figura 113 - Curvas obtidas partindo de dados experimentais para o ganho a) e variação do atraso de grupo b) em função da frequência para o bloco compensador (Comp.) do cenário da Figura 108, tendo em conta o compensador em série com o amplificador (Amplif.) eléctrico ou sem o amplificador eléctrico, mantendo os mesmos coeficientes aplicados ao compensador.	217
Figura 114 - Diagramas de olho do sinal detectado: A) após o fotodetector e B) após o compensador activo optimizado, para um valor de DVG de 2720ps/nm acumulada (equivalente a propagação ao longo de 160km de FOMMC).	218

Lista de Acrónimos e Estrangeirismos

<i>Aliasing</i>	Fenómeno de sobreposição do espectro em sistemas com amostragem de sinal.
AGD	Atraso de Grupo Diferencial
AMI	<i>Alternate Mark Inversion</i> – Formato de codificação com alternância de símbolo
BLD	Banda Lateral Dupla
BLU	Banda Lateral Única
BLU-BLI	Banda Lateral Única - Banda Lateral Inferior
BLU-BLS	Banda Lateral Única - Banda Lateral Superior
Bondwire	Fio de ouro com 25um diâmetro (para o caso particular deste trabalho) que efectua a ligação entre o monólito e o veículo de teste.
Optical Cross-connect	Dispositivo que permite comutar sinais ópticos entre diversos percursos em um sistema de comunicações óptico.
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DFE	Estrutura de circuito equalizador com realimentação e bloco de decisão (<i>Decision Feedback Equalizer</i>)
DWDM	Multiplexagem Densa em Comprimento de Onda (o espaçamento entre canais ópticos será 100GHz, 50GHz ou mesmo 25GHz) - <i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
DVG	Dispersão na Velocidade de Grupo
<i>EOP</i>	Penalidade de abertura do olho (de <i>Eye Open Penalty</i>)
FC	Fonte comum (configuração de circuito)
FFE	Estrutura de circuito equalizador linear sem realimentação (<i>Feed-Forward Equalizer</i>)
FOMMC	Fibra óptica mono modo convencional
Foundry	Designação de uma instalação de fabrico de circuitos integrados.
HEMT	Transistor de efeito de campo de elevada mobilidade electrónica (<i>High Electron Mobility Transistor</i>)
IES	Interferência Entre Símbolos
<i>intra-office</i>	Ligação de curto alcance, até 2km.
Legacy	Sistema legado, baseado em tecnologias anteriores à mais actual.
<i>Layout</i>	Disposição física do circuito a ser implementado na tecnologia em causa
LTA	Linha de transmissão artificial
LTMD	Linha de transmissão microfita dispersiva
MESFET	Transistor de efeito de campo baseado em junção metal-semicondutor (<i>Metal-Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MMIC	Tecnologia monolítica integrada de microondas (<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>)
MSP	Multiplexagem de sub-portadora (em sistemas ópticos).
MZ	Mach-Zehnder (modulador)
NRZ	Formato de modulação binário sem retorno a zero (<i>No Return to Zero</i>)
On-wafer	Na “bolacha” de semicondutor de produção do componente integrado
Overshoot	Sobrelevação no nível do sinal
<i>Package</i>	Invólucro protector e de suporte mecânico do componente
PC	Porta comum (configuração de circuito)
Pads	Áreas metálicas expostas no circuito monolítico que servem para conexão eléctrica do mesmo.
PE	Probabilidade de erro (em Inglês <i>BER – Bit Error Rate</i>)
Peaking	Sobrelevação no nível do sinal.
PHEMT	Transistor de efeito de campo de elevada mobilidade electrónica pseudomórfico (<i>Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor</i>)
PMD	Dispersão motivada por propagação segundo modos dependentes da polarização (<i>Polarization Mode Dispersion</i>)
PRBS	Sequência Binária Pseudo-Aleatória (<i>Pseudo Random Bit Sequence</i>)
R	Responsividade (de um fotodetector)

RE	Razão de extinção
RII	Resposta Impulsional Infinita (filtro digital)
RIF	Resposta Impulsional Finita (<i>Finite Impulse Response</i>)
RMS	<i>Random Mean Square</i> (valor médio quadrático)
ROADM	Dispositivo que permite adicionar ou remover canais ópticos de um sistema WDM de acordo com uma dada configuração determinada pelo operador - <i>Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer</i> .
RSBL	Razão de supressão de banda lateral
RSRO	Relação sinal-ruído óptica (em Inglês <i>OSNR</i>)
SBL	Supressão de banda Lateral (<i>Sideband Suppression Ratio</i>)
Shot	Ruído de shot – tipo de ruído que traduz flutuações aleatórias na quantidade de portadores deslocados ao longo do tempo, mais relevante tipicamente em dispositivos que operam com correntes muito reduzidas.
<i>Shunt</i>	Ligação eléctrica entre dois pontos por intermédio de um elemento condutor de muito baixa resistência.
<i>Transceiver</i>	Dispositivo que combina um bloco emissor e um bloco receptor numa mesma package. Abrev. de Transmitter-Receiver.
<i>Transponder</i>	Bloco que recebe e responde a sinais ou dados recebidos . Abrev. de Transmitter-Responder.
U.A.	Unidades arbitrárias
WDM	Multiplexagem no comprimento de onda - <i>Wavelength Division Multiplexing</i> .

Lista de Símbolos

λ_0	Comprimento de onda da portadora óptica
γ	Factor de divisão de potência entre as duas polarizações num meio óptico com AGD.
$\Delta\tau_A$	Atraso relativo entre as duas polarizações num meio óptico com AGD
ω_0	Frequência angular do sinal portadora (óptico)
ω	Frequência angular do sinal eléctrico no domínio contínuo (plano s)
$\tilde{\omega}$	
ω	Frequência angular do sinal eléctrico
Ω	Frequência angular do sinal eléctrico no domínio discreto (plano z)
ω_{RF}	Frequência angular de sinal eléctrico modulante
θ	Ângulo de fase de um sinal eléctrico (rad)
$\Psi(\omega)$	Fase da função de transferência da fibra óptica
$a(t)$	Sinal eléctrico
$\bar{a}(t)$	Sinal eléctrico complementar a $a(t)$ (sinal binário invertido)
$A(\omega)$	Transformada de Fourier de $a(t)$
$\hat{a}(t)$	Transformada de Hilbert do sinal eléctrico $a(t)$
$\hat{A}(\omega)$	Transformada de Fourier de $\hat{a}(t)$
$A^+(\omega)$	Parte do espectro de $A^+(\omega)$ tal que $\omega > 0$
$A^-(\omega)$	Parte do espectro de $A^+(\omega)$ tal que $\omega \leq 0$
$\hat{A}^+(\omega)$	Parte do espectro de $\hat{A}^+(\omega)$ tal que $\omega > 0$
$\hat{A}^-(\omega)$	Parte do espectro de $\hat{A}^+(\omega)$ tal que $\omega \leq 0$
A_y	Amplitude medida no diagrama de olho de um sinal, no instante óptimo de amostragem, entre o maior valor inferior ao limiar de decisão correspondente ao valor lógico “0” e o menor valor superior ao limiar de decisão correspondente ao valor lógico “1”
A_{y_ref}	Definido tal como A_y mas relativo ao sinal considerado como referência para o cálculo de penalidade de abertura do olho (EOP)
b	Variável função da DVG acumulada
\tilde{b}	
b	Variável função da DVG acumulada
B	Débito do sistema (considerado em unidades de Gb/s)
$m_n(t)$	Sinais eléctricos de modulação
c	Velocidade de propagação no vazio
$d(t)$	Sinal eléctrico detectado
D	Coefficiente de dispersão da fibra
$E_o(t)$	Campo eléctrico de um sinal óptico CW
$E_m(t)$	Campo eléctrico do sinal óptico modulado incidente no fotodetector
$E_x(t)$	Campo eléctrico de um sinal óptico modulado.
f_0	Frequência do sinal portadora
f_s	Frequência de amostragem
$f(t)$	Sinal filtrado
$F(\omega)$	Função de transferência de um meio óptico com AGD.
$IFT()$	Transformada de Fourier Inversa - <i>Inverse Fourier Transform</i>
L_f	Comprimento físico de uma secção de fibra óptica
\mathfrak{R}	Responsividade do fotodetector
s	Plano de frequências correspondente ao domínio de sinais contínuos
T_s	Período de amostragem ($1/f_s$)
n	Índice de modulação
p	Número de termos da aproximação em série da função cos()
V_π	Tensão aplicada a um modulador MZ tal que este cause desvio de fase de π
z	Plano de frequências correspondente ao domínio de sinais discretos

Capítulo 1

Introdução

processamento que tem como finalidade gerar e processar informação auxiliar que será encapsulada juntamente com os dados do cliente por forma a gerar tramas com formato adequado e que possam ser interpretadas pelos elementos do sistema óptico do operador. Canais auxiliares, informação complementar para correcção de erros, bits de enchimento de forma a adequar a taxa de transmissão do cliente à do sistema do operador são exemplos de campos adicionais pelos quais o bloco de processamento é responsável. Após esta operação, o sinal é novamente convertido para o domínio óptico, modulando um comprimento de onda específico no conjunto $\lambda_1 \dots \lambda_m$ de portadoras ópticas disponibilizadas pelo operador.

O bloco seguinte Mux/Dmux óptico agrega os sinais ópticos com diferente comprimento de onda provenientes do transponder. Estes irão contribuir para compor os n canais do sinal WDM de que o operador dispõe para transporte de informação no núcleo da sua rede óptica.

O bloco Cross-connect Óptico / ROADM (CCOR) é um bloco de processamento de sinal óptico. Este bloco tem como funcionalidade encaminhar os canais específicos $\lambda_1 \dots \lambda_i$ do sinal óptico WDM do núcleo da rede para um bloco de multiplexagem/demultiplexagem de comprimentos de onda (Mux/Demux). Dependendo da operação em causa ser multiplexagem ou demultiplexagem há lugar a remoção ou adição de canais, respectivamente, do grupo de n canais presentes no núcleo da rede. Adicionalmente este bloco deve encaminhar todos os canais adicionados e todos os restantes canais que não foram removidos para outro bloco Cross-Conect Óptico / ROADM através do canal de fibra óptica. A figura não o detalha mas este bloco inclui ainda funcionalidades de pré-amplificação, monitorização e controlo de potência óptica dos canais e pós-amplificação, essenciais para a gestão e optimização do desempenho do núcleo da rede.

A Figura 2 apresenta o detalhe de um nó de adição/remoção de canais ópticos de forma a colocar em evidência a localização dos elementos de compensação da dispersão, detecção e amplificação de sinal eléctrico que foram objecto de estudo neste trabalho.

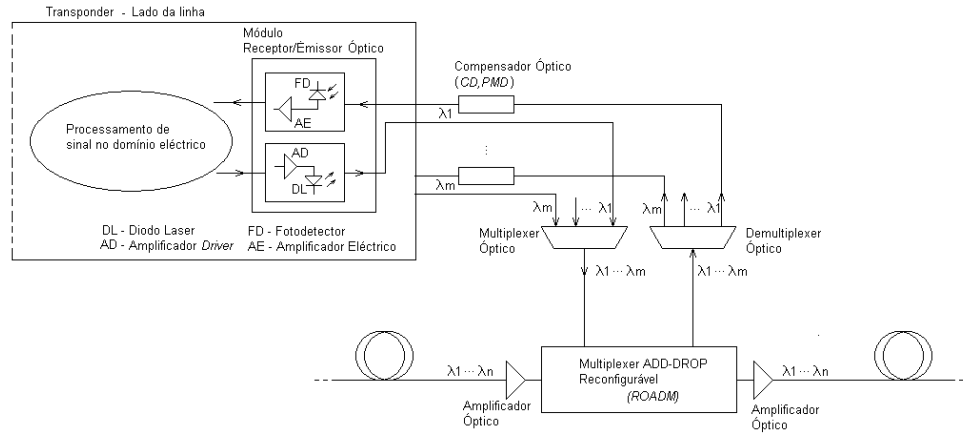


Figura 2 – Diagrama de blocos simplificado do detalhe de um nó de adição/remoção de canais.

O transponder incorpora internamente um módulo Receptor/Emissor Óptico responsável pelas operações de conversão Óptico-Eléctrico e Eléctrico-Óptico. Na maioria dos sistemas ópticos e por razões de custo, estes módulos são projectados para detectar apenas um comprimento de onda específico fixo, pelo que os transponders são frequentemente projectados de forma a permitirem a troca destes módulos de forma fácil. Um elemento fundamental, o bloco de conversão Óptico-Eléctrico, será objecto de estudo detalhado neste trabalho.

A figura inclui ainda um bloco compensador óptico, responsável pela compensação dos efeitos da dispersão de polarização (PMD – *Polarization Mode Dispersion*) e dispersão cromática (CD – *Chromatic Dispersion*). Este bloco é ainda em grande parte dos sistemas de comunicação ópticos actuais implementado no domínio óptico. Uma possibilidade para a sua implementação no domínio eléctrico, considerada pelo autor como vantajosa, é proposta neste trabalho e analisada detalhadamente.

1.1.2 Custo por bit em função da taxa de transmissão

O contínuo crescimento de tráfego de dados e voz que se tem verificado nos últimos anos, em resultado da disseminação de tecnologias de computação e infra-estruturas de comunicação, suporta o esforço contínuo de desenvolvimento de novas soluções que permitam manter os sistemas ópticos instalados rentáveis.

Uma dessas soluções passa pela crescente utilização de sistemas de comunicação em que grande parte do trajecto da informação é feita no domínio óptico e a elevadas taxas de

transmissão. Contudo nos extremos da rede, tal como referido anteriormente, a informação tem ainda necessariamente de passar por um bloco de conversão de sinal para o domínio eléctrico de forma a ser processada electricamente. A tecnologia óptica não disponibiliza ainda capacidade de processamento digital de sinal necessária para implementar o bloco de processamento de sinal no transponder que dessa forma tem de ser implementado no domínio eléctrico.

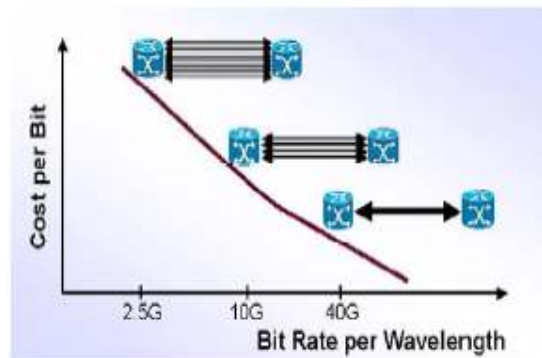


Figura 3 – Relação entre o custo por bit em função da taxa de transmissão por comprimento de onda.
(Retirado de: Mintera, white paper, 2002, www.mintera.com)

A Figura 3 pretende mostrar a razão pela qual os operadores de redes de transporte mantêm o interesse em aumentar continuamente a taxa de transmissão por comprimento de onda nas suas redes: a redução do custo por bit transmitido. Apesar de o aumento da taxa de transmissão se traduzir em complexidade e custos acrescidos dos blocos transponders, as vantagens são ainda assim compensadoras: maior taxa de transmissão significa a possibilidade de aumento da capacidade de transporte com aumento de custo não proporcional. A redução do custo por bit resulta essencialmente da maior eficiência de utilização do recurso canal óptico e também da redução de custos operacionais e de manutenção, menor consumo de potência e redução do espaço físico ocupado pelos equipamentos [1].

1.1.3 Amplificação de sinal eléctrico

O amplificador de transimpedância, componente eléctrico situado imediatamente após o díodo fotodetector (bloco AE na Figura 2), assume um papel crítico no equipamento transponder na medida em que os seus parâmetros característicos mais relevantes (ganho,

figura de ruído, resposta em frequência e gama dinâmica) irão influenciar o desempenho de todo o sistema de comunicação que lhe está agregado. Para além da optimização das características atrás referidas, estes amplificadores devem ainda satisfazer outras condicionantes por exemplo boa resposta às baixas frequências, baixo consumo e bom desempenho térmico.

1.1.4 Compensação da dispersão do canal óptico

O estudo de formas de compensação eléctrica da dispersão do canal em sistemas de comunicação por fibra óptica tem sido uma área de estudo muito activa. A limitação para o aumento da capacidade nos actuais sistemas instalados advém em grande medida da penalização imposta pela dispersão de polarização inerente ao canal óptico, mais grave em canais implementados em fibra óptica mais antiga. A inclusão de compensadores eléctricos ajustáveis no receptor permitiria compensar de forma dinâmica essa dispersão bem como a dispersão cromática não-compensada (residual) com a consequente optimização de desempenho do sistema.

A grande dimensão das redes ópticas actuais e a necessidade das empresas operadoras aumentarem a capacidade de tráfego com o mínimo de impacto na infra-estrutura instalada, justifica o esforço de investimento no desenvolvimento de soluções baseadas na optimização do equipamento presente nos nós e pontos terminais da rede. Critérios de redução de custo do equipamento baseados na produção em massa fundamentam a opção de que essas soluções passem pela utilização de dispositivos baseados em electrónica integrada, objectivo que foi seguido neste trabalho.

1.2 Objectivos e contribuições deste trabalho

Este trabalho pretende demonstrar que utilizando circuitos integrados de relativamente baixo custo para amplificação e compensação eléctrica, é possível aumentar a capacidade de sistemas ópticos já instalados (“*legacy*”), em particular se estas circuitos forem aplicadas em conjunto com formatos de modulação avançados, por exemplo o formato de modulação em Banda Lateral Única (BLU).

Assim, de forma a suportar o exposto no parágrafo anterior, este trabalho propõe-se atingir os seguintes objectivos:

- Expor e analisar detalhadamente as etapas do projecto de amplificadores de transimpedância baseados em circuitos monolíticos adequados para sistemas de comunicação a muito alto débito, tendo como guia o caso concreto de projecto de um amplificador pós-deteção de um receptor para uma taxa de transmissão de 10Gbps. Em particular serão abordados aspectos de reprodutibilidade de desempenho resultantes do impacto da variação das características eléctricas dos elementos que compõe o amplificador como bloco, mas que são extrínsecos ao circuito monolítico projectado.
- Apresentar critérios de selecção de topologias adequadas para filtros de compensação pós-deteção para receptores ópticos. Expor e analisar detalhadamente as etapas do projecto em tecnologia monolítica integrada de microondas (MMIC) de dois compensadores eléctricos ajustáveis para sistemas ópticos a 10Gbps e 40Gbps, baseados em filtros RIF.
- Abordar os fenómenos da dispersão cromática e da dispersão de polarização em canal óptico os quais actualmente constituem um desafio para o aumento do débito binário em redes de comunicação por fibra óptica de longa distância. Demonstrar de que forma o seu impacto é limitativo em função do débito considerado e de dois formatos de modulação estudados: banda lateral única ou banda lateral dupla.
- Estudar a eficiência de compensadores pós-deteção projectados em sistemas com formato de modulação em BLD e em BLU (esta última permite preservação da informação de fase do canal e apresenta maior eficiência espectral, como será discutido mais à frente). Demonstrar experimentalmente a versatilidade de desempenho deste tipo de compensadores eléctricos desenvolvidos para os dois formatos de modulação. Com o formato BLU será possível atingir maior

eficiência de compensação da dispersão cromática, como será demonstrado mais à frente.

1.3 Metodologia e ferramentas

O estudo de topologias de amplificadores e compensadores apresentados neste trabalho inseriu-se no projecto Europeu THE MOST, suportado por um consórcio de parceiros académicos e industriais, cujo propósito foi o de desenvolver dois demonstradores de *transceivers* para 10Gbps e 40Gbps. A Figura 4 apresenta o diagrama de blocos do demonstrador.

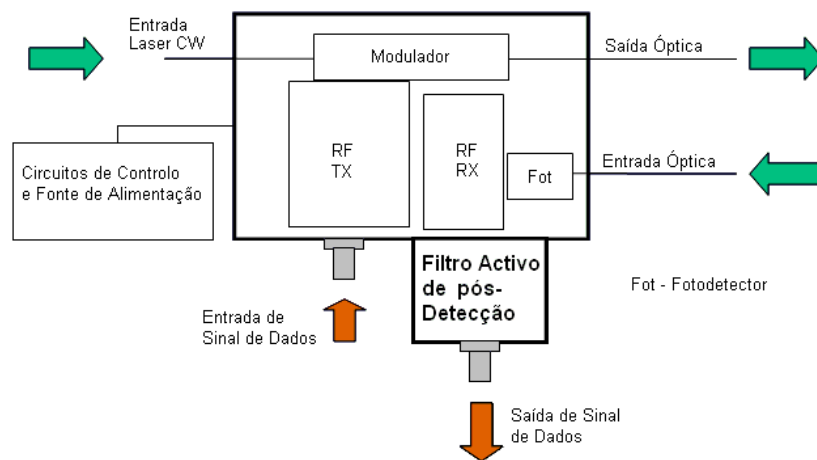


Figura 4 – Diagrama de blocos do demonstrador do transceiver desenvolvido no âmbito do projecto THE MOST.

Em particular os objectivos a atingir com o demonstrador eram os seguintes:

1. Integração dos componentes ópticos e de microondas num só módulo versátil,
2. Inclusão de moduladores externos em LiNbO3 nesse módulo,
3. Integração de compensadores eléctricos ajustáveis, para tornar o transceiver mais tolerantes à variação dos efeitos da dispersão cromática e de polarização do canal óptico,
4. Estudar soluções de optimização mecânica da estrutura física (*package*) do módulo transceiver.

Coube ao parceiro Instituto de Telecomunicações de Aveiro a responsabilidade do desenvolvimento dos compensadores mencionados no ponto 3.

De salientar que o suporte material proporcionado pelo projecto THE MOST permitiu o fabrico dos protótipos de compensadores integrados apresentados neste trabalho bem como a aquisição de diverso equipamento dispendioso sem o qual a caracterização experimental dos protótipos desenvolvidos não teria sido possível. Também o apoio do Instituto de Telecomunicações de Aveiro a nível de equipamento disponibilizado, instalações e recursos técnicos foi fulcral para o sucesso deste trabalho e cumprimento dos objectivos do projecto.

O desenvolvimento e implementação dos protótipos apresentados só foi possível graças à disponibilidade de ferramentas de software e de processos de hardware específicos, que a seguir se mencionam. Sem estes, a demonstração experimental de desempenho das topologias de amplificadores e compensadores propostos (por meio de protótipos demonstradores fabricados), em particular para o caso dos propostos para sistemas com débitos de 40Gbps, não teria sido viável.

A ferramenta de simulação e edição da máscara de circuitos de microondas ADS[®] (Advanced Design System), disponibilizada pela empresa Agilent Technologies, foi transversal a todo o processo desenvolvimento e teste dos protótipos. O seu ambiente integrado está optimizado para promover a interacção entre o esquemático do circuito monolítico a implementar, a edição da máscara do mesmo e a inclusão de elementos externos (tais como conectores, ligações por fio condutor (*bond-wire*) e mesmo a estrutura mecânica (*package*)). Como será visível mais à frente neste trabalho, é notória a capacidade da ferramenta (tendo em conta obviamente a disponibilidade de bons modelos para os elementos do circuito) de prever por simulação um desempenho muito próximo do verificado experimentalmente.

Os protótipos apresentados foram fabricados tendo como base os processos disponibilizados por dois fabricantes de circuitos integrados monolíticos em Arsenieto de Gálio: UMS[®] (United Monolithic Semiconductors) e OMMIC[®]. Estes disponibilizam tecnologias de fabricação adequadas para implementação de circuitos de microondas com

frequências até aos 150GHz e com elevado grau de maturidade do processo de fabrico e dos modelos dos componentes.

1.4 Organização da tese

Este trabalho encontra-se organizado em cinco capítulos. Apresenta-se a seguir um breve sumário do conteúdo de cada capítulo.

O Capítulo 1 sumaria os tópicos desenvolvidos nos capítulos seguintes desta tese, tendo a preocupação de os contextualizar no seu domínio de aplicação em sistemas de comunicação WDM actuais. Adicionalmente, apresenta os objectivos que serviram de base ao desenvolvimento do trabalho e ainda a lista de publicações resultantes do mesmo.

O Capítulo 2 aborda o projecto e desenvolvimento de amplificadores de transimpedância para receptores ópticos de muito alto débito binário. É o primeiro bloco eléctrico de um receptor óptico, imediatamente após a etapa de detecção. São apresentados os critérios de selecção de topologias adequadas para este tipo de dispositivos, de forma a não degradar e se possível até melhorar o desempenho do canal (considerando aqui como métrica a qualidade do sinal detectado). É proposta uma topologia para um amplificador de transimpedância para 10Gbps sendo discutidos os aspectos relevantes de toda a sequência de desenvolvimento desde o projecto até à implementação integrada monolítica do mesmo.

São também abordados aspectos relativos à implementação do monólito desenvolvido num veículo de teste, relevantes por potencialmente condicionarem o desempenho eléctrico do circuito na sua forma funcional (isto é montado numa estrutura mecânica adequada com conectores). Este capítulo inclui ainda resultados de caracterização experimental de um protótipo do amplificador no seu suporte funcional bem como resultados de caracterização de 80 protótipos “*on-wafer*”, realizada pela fábrica

O Capítulo 3 detalha o projecto de dois compensadores ajustáveis do tipo Feed-Forward Equalizer (FFE), para sistemas ópticos a 10Gb/s e 40Gb/s. São discutidos aspectos de projecto, com vista à selecção de circuitos que permitam implementar de forma eficaz os blocos de atraso e coeficientes multiplicativos da estrutura funcional de um compensador FFE.

São discutidas duas topologias possíveis para os blocos multiplicadores: *cascade* e célula de Gilbert. A interligação destes blocos na estrutura distribuída que constitui o compensador, para que este apresente resposta em frequência e boa adaptação de impedâncias até próximo de 0.8B (considerando o formato de modulação NRZ com taxa de transmissão B), é amplamente detalhada. São apresentados detalhes da implementação em circuito monolítico de microondas (MMIC) dos dois protótipos realizados e incluídos resultados de caracterização experimental dos mesmos.

Esta secção inclui ainda resultados experimentais de teste dos circuitos projectados como compensadores de dispersão em canal eléctrico, provocada por uma linha de transmissão microfita dispersiva. Os resultados mostram a capacidade destes compensadores protótipo de sintetizarem funções de transferência adequadas à mitigação de distorção em sinal eléctrico com diferente origem.

O Capítulo 4 aborda o efeito da dispersão cromática e de polarização na função de transferência do sistema, para dois formatos de modulação considerados: modulação em banda lateral dupla (BLD) e modulação em banda lateral única (BLU). Embora as técnicas de modulação em BLU não tenham sido objecto de estudo neste trabalho, é demonstrada a superior tolerância dos sistemas com modulação em BLU relativamente à dispersão cromática introduzida pelo canal óptico e o superior desempenho destes quando utilizados em conjunto com compensação eléctrica.

São apresentados resultados experimentais de compensação dos efeitos da dispersão na velocidade de grupo e da dispersão de polarização de primeira ordem (atraso de grupo diferencial) no sinal eléctrico detectado, quando considerados separadamente e quando considerados em simultâneo, tendo essa compensação sido feita com recurso aos protótipos dos compensadores ajustáveis desenvolvidos.

O Capítulo 5 sintetiza os pontos chave do exposto nos capítulos anteriores e relaciona-os com os objectivos inicialmente propostos para este trabalho. Adicionalmente, são deixadas algumas linhas de orientação para prossecução do trabalho apresentado.

1.5 Lista de publicações

A seguir inclui-se uma lista das publicações resultantes dos actos de divulgação do trabalho desenvolvido no âmbito deste Doutoramento.

M. A. M. Madureira, D. Fonseca, R. Sousa, M. Violas, R. L. Aguiar, A. V. T. Cartaxo, P. M. P. Monteiro, “*Post-detection Adjustable Simultaneous Compensation of DGD and GVD in a 40 Gb/s Optical Single Sideband System*”, Photonics Technology Letters, vol. 19, No. 18, pp. 1356-1358, September, 2007.

M. A. M. Madureira, D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, R. L. Aguiar, P. M. P. Monteiro, “*GVD and PMD Compensation using a Linear Adjustable Filter Prototype in a 40Gb/s OSSB System*”, International Symposium for Circuits and Systems - ISCAS, New Orleans - USA (2007), session B3L-K.

M. A. M. Madureira, D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, R. L. Aguiar, P. M. P. Monteiro, “*Adjustable Electrical Dispersion Compensation in a 40 Gb/s Optical Single Sideband System*”, Photonics Technology Letters, vol. 18, No. 24, pp. 2689-2691, December, 2006.

T. Silveira, D. Fonseca, A. Ferreira, R. Morais, M. Madureira, A. Teixeira, P. Monteiro, “*40 Gb/s All-Optical Vestigial-Sideband Generation using SOA*”, European Conference on Optical Communication ECOC, Cannes – França 2006.

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, “*Development of Integrated Electronic Adaptive Distortion Compensating Filters for High-Speed Optical Networks*”, XX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems - DCIS, Lisboa - Portugal (2005).

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, Manuel Violas, “*Practical Implementations of Monolithic Transversal Filters for Electric Dispersion Compensation on High-Speed Optical Links*”, 5th Conference on Telecommunications - ConfTele, Tomar - Portugal (2005).

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, “*An Electrically Adjustable Distributed Pulse Shaping Filter for 40-Gbit/s Optical Links*”, International Symposium for Circuits and Systems - ISCAS, Kobe - Japão (2005).

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, “*High-Gain GaAs 10Gbps Transimpedance Amplifier with Integrated Bondwire Effects and Auto-Gain Control Circuitry (AGC) for Wide Dynamic Range*”, 4th Conference on Telecommunications - ConfTele, Aveiro - Portugal (2003).

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, Manuel Violas, Maurice Gloanec, Eric Leclerc, Benoit Lefebvre, “*Broad-Band Transimpedance Amplifier for Multigigabit-per-Second (40Gbps) Optical Communication Systems in 0.135um PHEMT Technology*”, International Symposium for Circuits and Systems - ISCAS, Bangkok - Tailândia (2003).

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, Manuel Violas, Maurice Gloanec, Eric Leclerc, Benoit Lefebvre, “*High Gain GaAs 10Gbps Transimpedance Amplifier with Integrated Bondwire Inductances*”, International Symposium for Circuits and Systems - ISCAS, Bangkok - Tailândia (2003).

Miguel A. M. Madureira, Paulo M. P. Monteiro, Rui L. Aguiar, Manuel Violas, Maurice Gloanec, Eric Leclerc, Benoit Lefebvre, “*Broad-Band Optical Receiver for Multigigabit-per-Second (40Gbps) Optical Communication Systems*”, Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications - EDMO, Manchester - Inglaterra (2002).

Capítulo 2

Amplificadores pós-deteccção para receptores em sistemas de comunicação por fibra óptica

2 Amplificadores pós-deteccção para receptores em sistemas de comunicação por fibra óptica

2.1 Comentário introdutório

No capítulo anterior foi apresentada a estrutura funcional de um sistema de comunicações ópticas com multiplexagem em comprimento de onda (WDM), onde se pretende mostrar que nos pontos de adição e/ou remoção de canais, pontos de interface entre a rede do operador e redes clientes, a necessidade de processamento eléctrico do sinal (por exemplo para incluir mecanismos de correcção de erros ou de gestão da própria infra-estrutura de rede) requer ainda a implementação de operações de conversão Óptico/Eléctrico (O/E) e Eléctrico/Óptico (E/O).

Também no demonstrador do transceiver do projecto THE MOST apresentado foram previstos blocos de detecção e processamento de sinal eléctrico detectado de banda-larga. A detecção de sinal óptico e posterior condicionamento de sinal eléctrico de elevada largura de banda é assim um tópico merecedor de particular atenção já que é parte integrante e contribui fortemente para o desempenho global dos sistemas de comunicações ópticas actuais.

Neste capítulo será apresentado, de forma detalhada, o projecto de um amplificador de transimpedância adequado para condicionamento de sinal eléctrico pós-deteccção com débito binário de 10Gb/s.

Foi intenção neste capítulo cobrir todo o processo de projecto e teste deste tipo de amplificadores salientando os aspectos particulares que devem ser tidos em conta para o desempenho optimizado do componente final, tais como:

- tecnologias de integração monolítica a considerar,*
- configurações possíveis para este tipo de circuitos,*
- factores intrínsecos ao monólito que afectam o seu desempenho (relacionados fundamentalmente com aspectos de projecto e fabrico do mesmo),*
- factores extrínsecos ao monólito que afectam o desempenho do componente funcional.*

O capítulo apresenta ainda resultados experimentais obtidos para os protótipos fabricados e a sua comparação com resultados obtidos por simulação.

2.2 Circuitos monolíticos para microondas em GaAs

2.2.1 Tecnologia Monolítica

A tecnologia MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) consiste na integração de componentes activos (diodos e transístores) e passivos (condensadores, indutâncias e resistências) num mesmo substrato semi-isolante (por exemplo de Arsenieto de Gálio - GaAs). Estes componentes são interligados por uma ou mais camadas metálicas com elevada condutividade criadas no substrato por um processo de deposição químico, formando este conjunto um componente integrado.

O nível de integração conseguido com a redução das dimensões físicas permite maior rapidez de funcionamento em resultado da redução dos valores das capacidades e indutâncias parasitas inerentes aos componentes e do efeito das ligações entre eles. A frequências mais elevadas, na zona das microondas, pequenas diferenças nas características eléctricas dos componentes e das ligações entre elementos individuais em relação ao esperado (i.e. tolerâncias) em resultado do processo de fabrico, condicionam significativamente o desempenho final esperado do circuito pondo em causa o factor reprodutibilidade. Em tecnologia monolítica com processos de fabrico amadurecidos e componentes bem caracterizados é possível modelar o efeito das tolerâncias e antecipar a sua influência no desempenho previsto para o circuito. Este pode então ser optimizado por simulação, de forma a ter em conta e minimizar os efeitos das tolerâncias mais críticas, o que resulta num desempenho experimental muito próximo do previsto pelo modelo de simulação.

Outra vantagem, talvez a mais importante, é o custo que, para circuitos integrados monolíticos, está directamente relacionado com o custo das etapas de processamento de uma “bolacha” (*wafers*) para a obtenção do circuito integrado e inversamente relacionado com a quantidade de circuitos produzidos por bolacha e com a quantidade total de circuitos produzidos. A contínua redução de custo por circuito produzido passa portanto pelo uso de

tecnologias com menor custo de produção (por exemplo processos baseados no Silício por oposição aos baseados em GaAs ou InP) e pela produção em massa.

Quando se iniciou o desenvolvimento deste trabalho, a tecnologia CMOS adequada para a produção de circuitos integrados para a gama de frequências desejada apresentava elevado custo e não reunia características que permitissem demonstrar os conceitos que este trabalho ambicionava. Deste modo, e sem notável perda de generalidade, o desenvolvimento foi baseado em tecnologias de Arsenieto de Gálio.

2.2.2 Dispositivos activos em Arsenieto de Gálio

2.2.2.1 Considerações gerais sobre transístores HEMT em GaAs

O emprego do semiconductor Arsenieto de Gálio (GaAs) para o fabrico de dispositivos activos rápidos em detrimento do Silício usado na esmagadora maioria da indústria electrónica, prende-se com a característica que o primeiro apresenta e que é fundamental para produção de circuitos integrados na gama das microondas: a elevada mobilidade electrónica do GaAs ($8500 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$) comparada com a do Si ($1400 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$). Maior mobilidade electrónica significa maior velocidade de deslocamento dos electrões no material em resposta a um campo eléctrico aplicado. É esta mobilidade electrónica do GaAs combinada com técnicas de construção dos dispositivos activos que possibilita um menor tempo de carga/descarga de capacidades intrínsecas e maior velocidade intrínseca [2]. Os transístores resultantes apresentam frequência de transição f_t mais elevada uma vez que:

$$f_t = \frac{K_I g_m}{C_{pf}}$$

(E 1)

em que K_I é uma constante dimensional e g_m e C_{pf} são a transcondutância e a capacidade porta-fonte, respectivamente.

O transístor de elevada mobilidade electrónica (HEMT - *High Electron Mobility Transistor*) explora precisamente as vantagens atrás referidas. Nestes dispositivos o canal é formado numa faixa estreita, numa camada de GaAs não dopado, aproveitando a elevada mobilidade electrónica do GaAs [2].

No trabalho apresentado nesta tese, os processos escolhidos para a implementação dos circuitos integrados desenvolvidos utilizam estruturas baseadas em dispositivos do tipo HEMT mas com alterações que lhes permitem melhor desempenho, assumindo a designação pHEMT (*pseudomorphic* HEMT). Em particular, nos transístores pHEMT a inclusão de camadas adicionais de GaAs dopadas com Índio (InGaAs) permite aumentar a capacidade de confinamento de portadores na zona da porta, para além do aumento do valor da mobilidade electrónica que o InGaAs proporciona [3]. A designação “*pseudomorphic*” advém do facto de neste dispositivo as camadas de material que compõe a zona activa não apresentarem estrutura cristalina idêntica, no entanto a sua espessura foi tal forma reduzida que permite algum grau de aproximação entre as estruturas cristalinas na zona da interface. Em [4] é representada a secção transversal de um transístor pHEMT. Os transístores do tipo pHEMT apresentam ainda melhor desempenho para aplicações de baixo ruído e alta-frequência quando comparados com transístores do tipo HBT ou MESFET [5].

2.2.2.2 Modelo de sinal de transístores HEMT em GaAs

A descrição do funcionamento de um transístor com recurso a modelos baseados na descrição matemática exaustiva do seu comportamento físico é complexa e difícil de implementar pois requer o conhecimento detalhado de um elevado número de dados físicos e construtivos muitas vezes dificilmente mensuráveis.

Alternativamente é possível recorrer a modelos mais ou menos empíricos que a partir de um conjunto de valores mensuráveis aproximam as características do dispositivo. Um dos modelos mais simples propostos para este efeito é o modelo de Curtice quadrático [6]

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \begin{cases} \beta(V_{gs} - V_t)^2(1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) & V_{gs} - V_t \geq 0 \\ 0 & V_{gs} - V_t < 0 \end{cases} \quad (\text{E } 2)$$

em que V_{gs} é a tensão porta-fonte, V_{ds} é a tensão dreno-fonte, V_t é a tensão de limiar porta-fonte (abaixo da qual se considera que $I_{ds} \approx 0$), β , λ e α são constantes [7]. A inclusão do termo *tanh* permite ajustar o modelo para melhor representar a curva característica do

transístor em particular na transição entre a característica linear e de saturação. Curtice [6] apresenta resultados comparativos de curvas características $I_{ds}=f(V_{ds})$ para vários valores de V_{gs} em que se verifica que o modelo representado pela expressão (E 2) apresenta razoável aproximação a resultados obtidos experimentalmente. No entanto é visível algum afastamento mais notório entre os declives das curvas na zona de saturação, em particular para valores de V_{gs} mais próximos de V_t , sendo de esperar que o modelo nessa zona dê como resultado um valor por defeito para a condutância dreno-fonte G_{ds} . Como as curvas características das tecnologias utilizadas para suportar este trabalho (fornecidas pelo fabricante), mostram declive significativo da característica $I_{ds}(V_{ds})$ para os valores de V_{gs} que maximizam a transcondutância (e que foram considerados sempre que possível), o modelo deve ser considerado com alguma reserva. Curtice propõe um modelo cúbico [6] que aproxima os resultados experimentais com maior exactidão, mas é menos intuitivo e requer a determinação de um maior número de parâmetros a partir de dados experimentais.

O modelo equivalente de pequeno sinal do transístor HEMT que traduz a representação eléctrica das características físicas do dispositivo está representado na Figura 5.

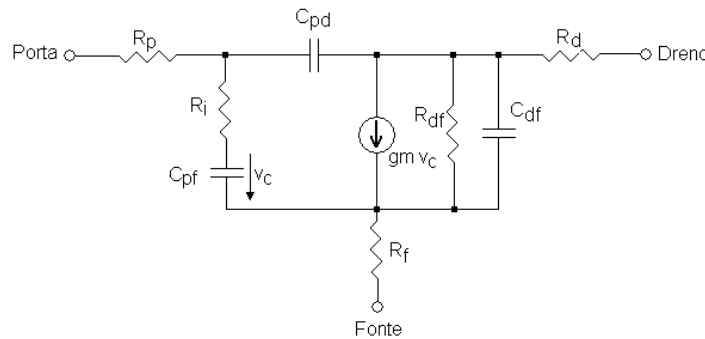


Figura 5 – Circuito equivalente do transístor HEMT válido para a gama de frequência de microondas.

R_p , R_d e R_f representam a resistência do material desde os terminais metálicos (respectivamente) da porta, dreno e fonte até à zona do canal, R_i representa a resistência de carga associada a C_{pf} , C_{df} e C_{pd} são capacidades associadas às regiões porta-fonte, dreno-fonte e porta-dreno, R_{df} modela a dependência da corrente dreno-fonte com a tensão dreno-fonte e gmV_c é a fonte de corrente dependente de V_c . Este modelo é suficientemente adequado para frequências na gama de microondas (até dezenas de GHz) [8].

2.2.2.3 Modelo de ruído de transístores HEMT em GaAs

A Figura 6 apresenta o modelo intrínseco equivalente do transístor HEMT incluindo as fontes de ruído nos portos de entrada e saída, in_p e in_d respectivamente [9].

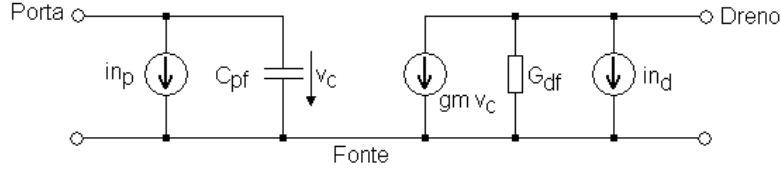


Figura 6 – Modelo equivalente intrínseco de um transístor HEMT incluindo as fontes de ruído.

in_d modela o ruído térmico gerado no canal dreno-fonte, in_p resulta por seu lado de flutuações de carga na porta em resultado do ruído no canal. As duas fontes estão assim correlacionadas por um factor C , cuja expressão a seguir se apresenta.

Expressões para as fontes de corrente do modelo equivalente e factor de correlação são dadas por Liechti [10]:

$$\begin{aligned} \overline{in_d^2} &= 4KT\Delta f g_m P \\ \overline{in_p^2} &= 4KT\Delta f \frac{\omega^2 C_{pf}^2}{g_m} R \\ jC &= \frac{\overline{in_g^* \cdot in_d}}{\sqrt{\overline{in_g^2} \cdot \overline{in_d^2}}} \end{aligned} \quad (E 3)$$

em que P , R e C são factores que dependem da tecnologia utilizada e das condições de polarização e geometria dos transístores. Estes factores podem ser calculados a partir das equações para as fontes de ruído no dreno, na porta e pela expressão da correlação entre elas fornecidas pelo fabricante. As expressões fornecidas pelo fabricante são específicas do processo em causa e são deduzidas por aproximação a partir de valores medidos em dispositivos fabricados. Em [11] são propostas expressões para o calculo de $\overline{in_d^2}$ e $\overline{in_p^2}$ que apenas dependem dos elementos do modelo de pequeno sinal do transístor e das dimensões deste. A validade de tais expressões não foi no entanto verificada para os processos utilizados neste trabalho tendo, em vez disso, sido consideradas as expressões fornecidas pelo fabricante.

2.3 Circuitos amplificadores de pós-deteccção para sistemas ópticos

2.3.1 Considerações gerais sobre este tipo de circuitos

O contexto particular de utilização dos amplificadores eléctricos aqui considerados em sistemas de comunicação por fibra óptica permite estabelecer um conjunto de condições que servem de critérios para a escolha da topologia óptima. O diagrama de blocos de um receptor adequado para um sistema de comunicações por fibra óptica está detalhado na Figura 7.

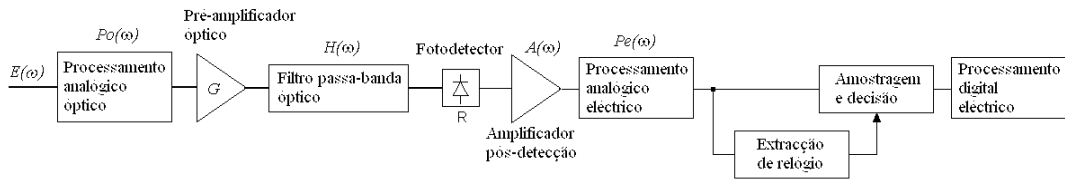


Figura 7 – Diagrama de blocos de um receptor para sistemas de comunicação por fibra óptica.

Na Figura 7, $E(\omega)$ representa o campo eléctrico do sinal óptico detectado, G é o ganho de potência do amplificador óptico, $H(\omega)$ é a função de transferência do filtro passa-banda de limitação de ruído óptico, R é a responsividade do fotodetector, $A(\omega)$ é a função de transferência do amplificador eléctrico e $Pe(\omega)$ é a função de transferência de uma eventual etapa adicional de processamento eléctrico. O bloco de processamento digital eléctrico pretende representar a electrónica de implementação de filtros digitais ou de algoritmos de correcção de erros. $Po(\omega)$ representa a função de transferência de uma etapa óptica por exemplo para compensação da dispersão cromática.

Um receptor típico encontrado em sistemas reais poderá ser mais ou menos complexo do que o apresentado dependendo fundamentalmente de especificidades do sistema nomeadamente distância de propagação, tipo de fibra e características do tráfego. Por exemplo em sistemas ópticos de muito curto (*intra-office*) ou de curto alcance nos quais a degradação no sinal imposta pelo canal de fibra óptica é suficientemente reduzida para que a amostragem e decisão se façam com probabilidade de erro aceitável ($<10^{-12}$) [12], o receptor poderá ser constituído apenas pelo detector, amplificador eléctrico e circuitos de extracção de relógio, amostragem e decisão.

O bloco de processamento analógico óptico, em sistemas de longo alcance, tem como função compensar a dispersão cromática acumulada, sendo em geral constituído por um troço de fibra com dispersão de sinal contrário ao da fibra do canal. Compensadores mais complexos permitem também compensar a dispersão de polarização [13, 14].

O filtro passa-banda óptico tem como função limitar a largura de banda do amplificador óptico a um valor suficientemente adequado para o espectro do sinal óptico a amplificar, de forma a maximizar a relação sinal-ruído óptica (RSRO) antes da detecção. O sinal eléctrico detectado em corrente $d(t)$ é dado por:

$$d(t) = R \left| IFT \left\{ E(\omega) \sqrt{G H(\omega)} P_o(\omega) \right\} \right|^2 \quad (\text{E } 4)$$

em que $E(\omega) = TF[E(t)]$ é a transformada de Fourier de $E(t)$. O sinal eléctrico é posteriormente amplificado por forma a ter amplitude suficiente para as etapas de extracção de relógio e amostragem/decisão e também para compensar as perdas de eventuais etapas de processamento eléctrico analógico [15].

O valor da sensibilidade mínima P_{min} de um receptor com fotodetector necessária para se ter um dado valor de probabilidade de erro Pe é aproximada por [16]:

$$P_{min} \cong \frac{Q}{R} \sqrt{\langle i_{na}^2 \rangle} \quad (\text{E } 5)$$

em que i_{na} é a densidade espectral da corrente de ruído na entrada do amplificador de pós-deteção e Q é o factor de qualidade, que se relaciona com a Pe por:

$$Pe = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}Q} \exp \left(-\frac{Q^2}{2} \right) \quad (\text{E } 6)$$

Admitindo que a contribuição de ruído do fotodetector é muito menor do que a do ruído óptico detectado, i_{na} pode ser expressa à custa da densidade de potência de ruído óptico incidente no fotodetector p_{na} , por:

$$P_{na} = \frac{i_{na}}{R} = \frac{v_{na}}{R Z_t}$$

(E 7)

em que se considera o caso de um amplificador pós-deteccção de transimpedância com ganho Z_t . A potência de ruído óptico equivalente na entrada é obtida considerando a largura de banda eléctrica LB_e da cascata detector e amplificador, e representa o valor da sensibilidade do receptor [16]

$$P_{\min} = Q \sqrt{\int_0^{LB_e} |p_{na}|^2 df}$$

(E 8)

As expressões (E 7) e (E 8) revelam que a sensibilidade do receptor é essencialmente dependente do ganho de transimpedância do amplificador eléctrico, da responsividade do fotodetector e da largura de banda eléctrica do receptor. Para além disso é importante que o próprio amplificador tenha baixo ruído eléctrico.

2.3.2 Configurações adequadas para amplificadores de pós-deteccção

A Figura 8 representa as topologias mais comuns para receptores de pós-deteccção em comunicações ópticas: alta/baixa impedância (Figura 8-a) e transimpedância (Figura 8-b). O valor de R_p na topologia da (Figura 8-a) é responsável pela designação alta/baixa impedância como será discutido mais á frente.

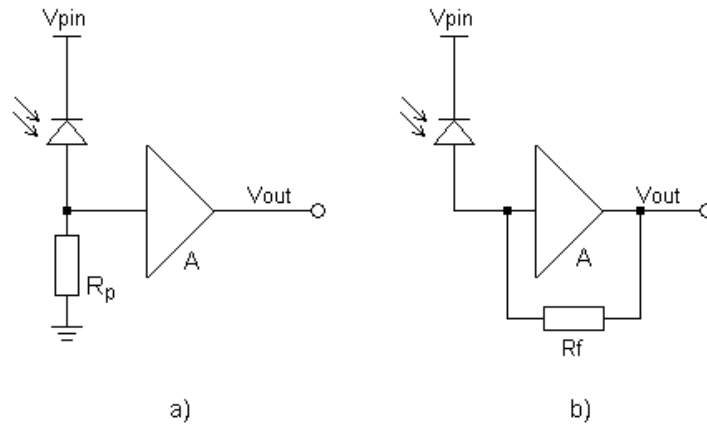


Figura 8 – Configurações mais comuns para o amplificador de pós-deteccção: a) alta/baixa impedância e b) transimpedância.

Os critérios fundamentais que condicionam a selecção de uma ou outra das topologias anteriores, para projecto de receptores para sistemas ópticos de muito alto débito, são a largura de banda e a sensibilidade. Para além destas outras tais como a estabilidade requerem atenção e, para taxas de transmissão como as consideradas neste trabalho (10Gbps), a adaptação de impedâncias é particularmente tida em consideração. Adicionalmente a função de transferência do circuito deve apresentar uniformidade na resposta em amplitude e linearidade da resposta em fase de forma a amplificar um sinal de banda larga mas introduzindo um mínimo de distorção.

Um outro aspecto importante tem a ver com a gama dinâmica. Na grande maioria das aplicações de amplificadores é desejável que este exiba boas características de linearidade em toda a gama dinâmica do sinal a amplificar. Os receptores para sistemas ópticos não são excepção, no entanto em [24] é abordado o efeito da não-linearidade do bloco amplificador em repetidores do tipo 2R (amplificação e re-formatação) nos quais essa característica é aproveitada para re-formatação do sinal detectado, conseguindo-se dessa forma um aumento da distância de transmissão. Em [17] um amplificador, projectado para exibir uma característica fortemente não-linear, foi utilizado para efectuar formatação de sinal pré-decisão. Foi possível desta forma reduzir o efeito da dispersão cromática residual acumulada ao longo de 320km de fibra óptica mono modo convencional (FOMMC) num sistema de transmissão a 10Gbps, tendo sido medido um valor de sensibilidade do receptor de -27dBm para um valor de probabilidade de erro de 1×10^{-12} .

2.3.2.1 Configuração de baixa/alta impedância

A Figura 9 apresenta o modelo equivalente do bloco de entrada para a topologia alta/baixa impedância apresentado na Figura 8 a).

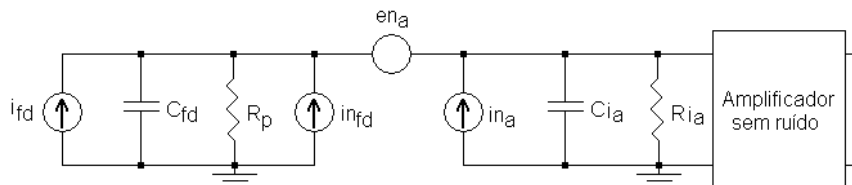


Figura 9 – Modelo equivalente da secção de entrada do receptor constituída pelo fotodetector e amplificador, para a topologia baixa/alta impedância, incluindo as fontes de ruído.

em que i_{fd} e C_{fd} representam respectivamente a fonte de sinal em corrente e a capacidade equivalente do fotodetector, i_{fd} representa a fonte de corrente de ruído associada ao circuito do detector. Esta pode ser calculada somando a densidade de potência de ruído térmico $n_{TRp} = 4KTR_p$ (V^2 / Hz) gerado pela resistência R_p e a densidade de potência de ruído de shot $n_{SRp} = 2I_s q R_p^2$ (V^2 / Hz) gerada pelo fotodetector na resistência R_p . A fonte equivalente de ruído tem então o valor *rms* dado por:

$$i_{fd} = \sqrt{B(n_{TRp} + n_{SRp}) / R_p^2} = \sqrt{\frac{4KTB}{R_p} + 2(I_e + i_{fd})qB} \quad (E 9)$$

em que $K=1.38 \times 10^{-23}$ é a constante de Boltzman, T é a temperatura (em K), B é a largura de banda equivalente de ruído e o segundo termo é o ruído de *shot* que resulta do fotodetector em que I_e e i_{fd} são a corrente de escuridão e de sinal no fotodetector, respectivamente, $q=1.6 \times 10^{-19}$, i_{na} e i_{fd} representam as fontes de ruído equivalentes na entrada do amplificador [18], C_{fd} e R_{ia} são a capacidade e resistência equivalentes na entrada do amplificador. O ganho V_{out}/i_{fd} desta configuração é dado por:

$$Z(\omega) = A \frac{R_e}{1 + j\omega R_e (C_{fd} + C_{ia})} \quad (E 10)$$

em que $R_e = R_p R_{ia} / (R_p + R_{ia})$. A frequência de corte (-3dB) da etapa de entrada simplificada, é dada pela expressão (E 11):

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_e (C_{fd} + C_{ia})} \quad (E 11)$$

e revela que a largura de banda desta etapa do receptor é dominada por R_p , C_{fd} e C_{ia} uma vez que a resistência de polarização do fotodetector é em geral dominante comparando com o valor da resistência de entrada do amplificador. É no valor de R_p que se estabelece a

diferença entre a designação de baixa ou alta impedância: R_p elevado traduz-se numa configuração de alta impedância e R_p baixo traduz-se numa configuração de baixa impedância. O valor *rms* da corrente de ruído total na entrada é dado por:

$$in_{eq} = \sqrt{\frac{4KTB}{R_p} + 2(I_e + i_{fd})qB + (in_a + en_a Y_{eq})^2} \quad (\text{E } 12)$$

em que Y_{eq} é a admitância equivalente da entrada $Y_{eq} = \frac{1}{R_e} + j\omega(C_{fd} + C_{i_a})$.

2.3.2.2 Configuração de transimpedância

A Figura 10 apresenta o modelo equivalente do bloco de entrada para a topologia de transimpedância apresentado na Figura 8 b):

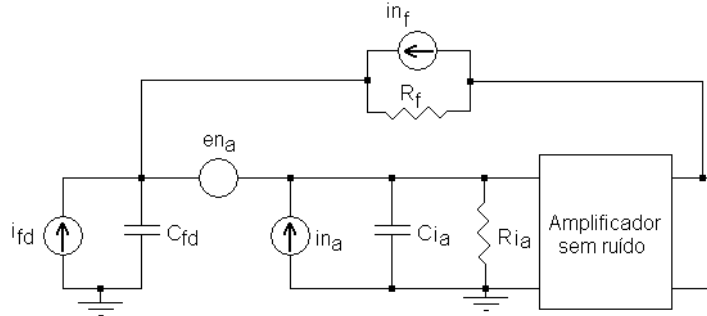


Figura 10 - Modelo equivalente da secção de entrada do receptor constituída pelo fotodetector e amplificador, para a topologia de transimpedância, incluindo as fontes de ruído.

em que R_f e in_f representam a resistência de realimentação e a fonte de corrente de ruído térmico que lhe está associada. Para esta configuração o ganho de transimpedância é dado por:

$$T(\omega) = \frac{-R_f}{1 + \frac{1}{A(\omega)} + \frac{R_f}{R_{i_a}} \left(\frac{1 + j\omega R_{i_a} (C_{fd} + C_{i_a})}{A(\omega)} \right)} \quad (\text{E } 13)$$

em que se considera que o amplificador em malha aberta tem um ganho $-A(\omega)$. Para os casos em que $R_{i_a} \gg R_f$ e $A(\omega) \gg 1$, a expressão anterior pode ser simplificada, e a frequência de corte para esta configuração é aproximada por:

$$f_c \approx \frac{A(\omega)}{2\pi R_f (C_{fd} + C_{i_a})} = \frac{1}{2\pi (C_{fd} + C_{i_a}) \frac{R_f}{A(\omega)}}$$

(E 14)

Comparando as expressões da frequência de corte para as duas topologias e assumindo que $R_{i_a} \gg R_p$, a vantagem da configuração de transimpedância torna-se evidente. A frequência de corte para ambas as configurações está condicionada por R_p e R_f , respectivamente, contudo na configuração de transimpedância, a expressão da frequência de corte vem multiplicada por $A(\omega)$, o que lhe confere maior largura de banda considerando, para efeitos de comparação de desempenho, valores idênticos de R_p e R_f . Efectivamente na configuração de transimpedância, a impedância equivalente de R_f vista na entrada é $R_f/A(\omega)$.

Comparando as expressões do ganho para ambas as configurações, tem-se que para a configuração de alta/baixa impedância o ganho DC pode ser aproximado por $H(0) = A R_e \approx A R_p$ considerando $R_p \ll R_{i_a}$, enquanto que, para a configuração de transimpedância, o ganho DC é dado por $T(0) \approx -R_f$ considerando $A \gg 1$. Assim, para valores idênticos de R_p e R_f é possível ter maior ganho com a configuração de alta/baixa impedância relativamente á configuração de transimpedância.

A análise de ruído da topologia de transimpedância é facilitada pela aplicação das transformadas de Blakesley [19] ao circuito da Figura 10 como se exemplifica nas figuras seguintes:

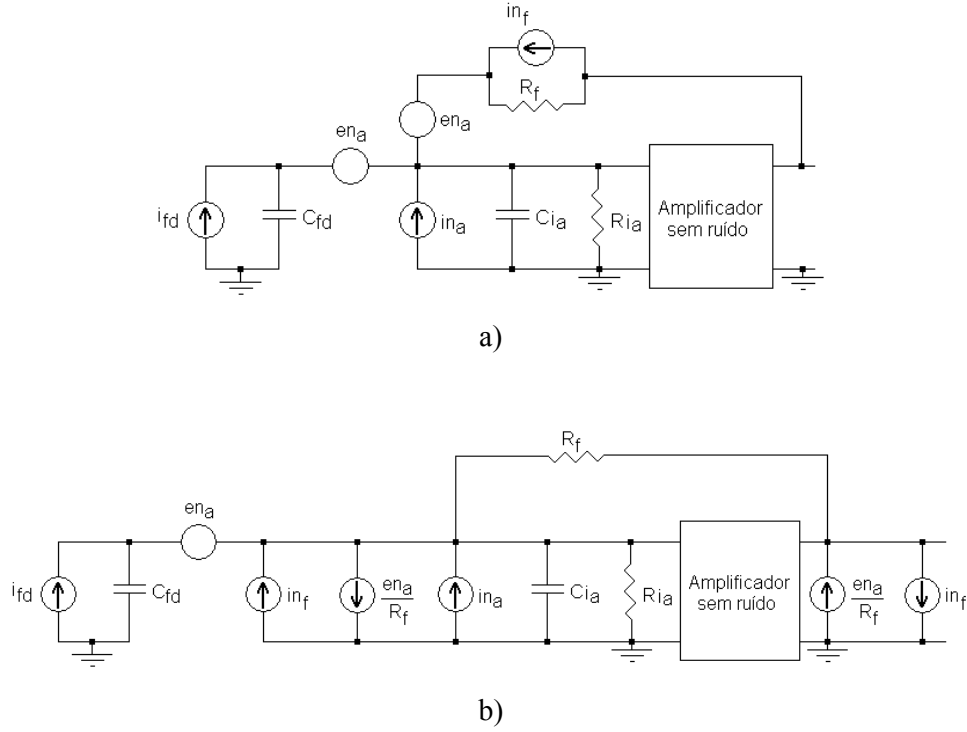


Figura 11 – Aplicação das transformadas de Blakesley ao circuito da Figura 10: a) movimento de fontes de tensão entre ramos, b) movimento de fontes de corrente entre nodos.

O valor médio quadrático da fonte de corrente de ruído equivalente na entrada é agora dado por:

$$in_{eq} = \sqrt{2(I_e + i_{fd})qB + \overline{in_f}^2 + \left(in_a + \frac{en_a}{R_f} + en_a Y_{eq}\right)^2} \quad (\text{E } 15)$$

em que Y_{eq} é a admitância equivalente $Y_{eq} = \frac{1}{R_{ia}} + j\omega(C_{fd} + C_{ia})$. Comparando a expressão (E 15) com (E 12) verifica-se que estas são muito semelhantes, tendo a contribuição da resistência R_p sido essencialmente substituída pela contribuição de R_f . É possível no entanto, tendo em conta a vantagem que a configuração de transimpedância oferece no que respeita à largura de banda expressa em (E 14), reduzir o ruído aumentando o valor de R_f de forma a reduzir os termos en_a/R_f e o termo de ruído térmico $\overline{in_f}^2 = 4KTB/R_f$. A configuração de transimpedância possibilita assim projectar um

amplificador otimizado simultaneamente nas características ruído e largura de banda comparativamente com as configurações de baixa e alta impedância.

A configuração de baixa impedância, apresenta o pior desempenho no que se refere ao ganho e ruído pelo que, exceptuando casos em que a largura de banda necessária não seja possível de obter com as restantes duas configurações, não é em geral adoptada em receptores para sistemas ópticos.

2.3.3 Características da topologia adoptada para o amplificador

Nos parágrafos seguintes são apontadas as características alvo que condicionaram o projecto deste amplificador, no contexto dos objectivos globais desta tese.

Considerando a aplicação do amplificador em receptores para sistemas ópticos com codificação NRZ, a largura de banda (LB) óptima é em torno de $0.6B$ em que B é o débito binário [20], mas o circuito terá de ser projectado por forma a exhibir este valor de LB tendo em conta a capacidade equivalente do fotodetector que o antecede.

A função de transferência do amplificador deve exhibir resposta em amplitude o mais uniforme possível e resposta em fase o mais linear possível de forma a evitar que o amplificador cause distorção adicional no sinal detectado. Tipicamente em sistemas de comunicações ópticas de média e longa distância, com taxas de transmissão de 10Gbps e superiores, a dispersão não compensada na velocidade de grupo e a dispersão de polarização resultante da propagação no canal óptico são as causas dominantes da distorção no sinal detectado.

Há ainda que ter em conta a questão da estabilidade do circuito. Este deve manter-se incondicionalmente estável para diferentes condições de temperatura, tolerância dos valores dos componentes e alterações moderadas nos valores das cargas nos seus portos. Particular atenção deve ser dada à influência dos elementos extrínsecos, nomeadamente a indutância introduzida pelas ligações entre o circuito monolítico e o circuito exterior, e inevitáveis capacidades parasitas. No projecto de circuitos para microondas, os valores dos elementos extrínsecos podem ser comparáveis aos valores dos elementos do próprio

circuito condicionando assim de forma não desprezável o seu desempenho. Ainda que os modernos processos de montagem de circuitos integrados para microondas e os suportes mecânicos em que estes são montados permitam elevada reprodutibilidade, o bom desempenho do circuito deve ser garantido admitindo na etapa de projecto uma margem de tolerância razoável, tendo também em conta variações nos valores dos componentes extrínsecos resultantes deste factor.

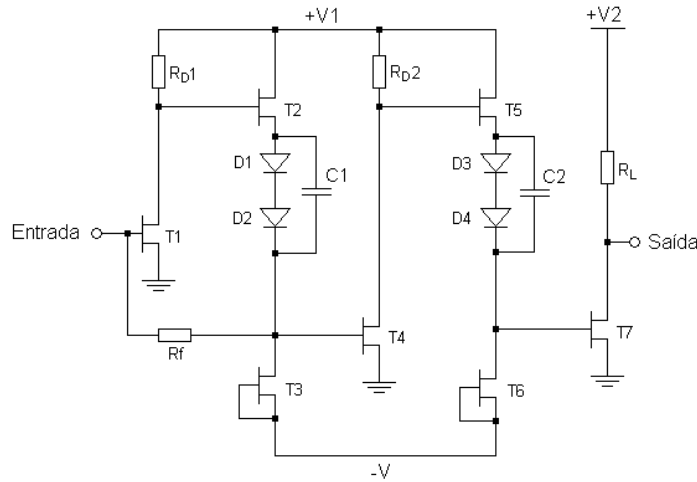
2.4 Amplificador de Transimpedância para débito de 10Gbps em Tecnologia Monolítica de Microondas (MMIC)

2.4.1 Introdução

A seguir descreve-se o desenvolvimento de um amplificador de transimpedância adequado para um receptor destinado a amplificar sinais com um débito de 10Gbps e formato de modulação NRZ. O circuito foi implementado em tecnologia MMIC de forma a exemplificar como com tecnologias de relativamente baixo custo é possível projectar dispositivos reprodutíveis e de elevado desempenho. Para além disso o circuito foi montado num veículo de teste com transições microfita-coaxial, o que permitiu ter a percepção das condicionantes envolvidas neste tipo de montagem quando se trata de componentes para microondas. Este tópico será desenvolvido mais à frente ao longo da tese.

2.4.2 Configuração proposta

A Figura 12 representa o esquema eléctrico do circuito proposto para o amplificador projectado para débito de 10Gbps.



Componente	Dimensão	Unidade	Componente	Valor	Unidade
T1	1×70	$N \times \mu m$	R_{D1}	160	Ohm
T2	2×60	$N \times \mu m$	R_f	375	Ohm
T3	1×33	$N \times \mu m$	C1	2	pF
T4	1×60	$N \times \mu m$	C2	2.5	pF
T5	2×60	$N \times \mu m$	R_{D2}	150	Ohm
T6	1×33	$N \times \mu m$	R_L	63	Ohm
T7	2×47	$N \times \mu m$			
D1...D4	10×15	$N \times \mu m$			

Figura 12 – Esquema do circuito amplificador de transimpedância para 10Gbps, e dimensões dos componentes. Na tabela N representa o número de portas do transistor implementado.

Trata-se de uma configuração composta por um primeiro andar em configuração de transimpedância definido por T1 a T3 e R_f , seguido de dois andares amplificadores de tensão: T4 e T7. Os andares compostos por T2,T3 e T5,T6 têm como função adaptar o valor da tensão DC de forma a permitir acoplamento directo entre os andares de ganho. A razão desta necessidade prende-se com o facto de o amplificador ser projectado tendo em conta sinais de entrada que possam conter longas sequências de níveis lógicos “1” ou “0” consecutivos.

Como são sugeridas sequências PRBS de comprimento $2^{23}-1$ para os testes de medida da qualidade de sinal em receptores para sistemas ópticos [21], a frequência de corte inferior do receptor deve ser suficientemente baixa, por forma a que longas sequências de símbolos idênticos não se tornem um factor limitativo.

O andar de saída é constituído pela resistência R_L e o transistor T7. Este andar foi projectado tendo em conta a necessidade de promover a adaptação da saída do amplificador ao valor de impedância normalizada de 50 Ohm. As capacidades C1 e C2 em paralelo com os díodos têm como função melhorar a resposta em frequência no limite superior da largura de banda mitigando o efeito da impedância em série dos díodos de conversão de nível.

2.4.3 Análise de pequeno sinal da configuração proposta

2.4.3.1 Função de transferência

O amplificador de transimpedância proposto divide-se em três andares funcionais (Figura 13):

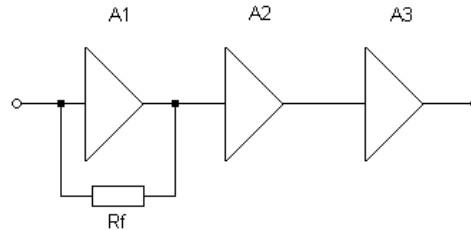
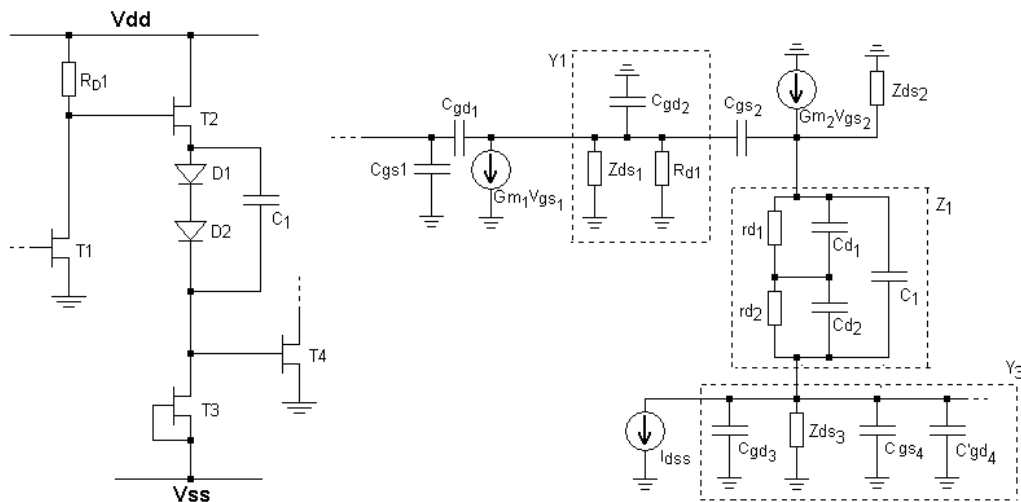


Figura 13 – Representação de blocos do amplificador de transimpedância proposto.

O circuito equivalente de pequeno sinal do primeiro andar, em malha aberta, está representado na Figura 14.



A função de transferência em malha aberta do primeiro andar A1 é dada por:

$$H1(\omega) \cong -\frac{Gm_1}{Y_1(\omega)} \frac{1}{\left(1 + \frac{Y_4(\omega)}{Gm_2}\right)(1 + Z_1(\omega)Y_3(\omega))} \quad (\text{E16})$$

em que $Y_1(\omega)$, $Y_3(\omega)$ e $Z_1(\omega)$ são as admitâncias e impedância equivalentes das secções do circuito assinaladas na Figura 14; Gm_1 e Gm_2 são as transcondutâncias de T1 e T2; $Y_4(\omega)$ é a transcondutância equivalente dada por $Y_4(\omega) = Y_2(\omega) + Y_3(\omega)/[1 + Z_1(\omega)Y_3(\omega)]$; $Y_2(\omega) = (j\omega C_{df2} + G_{df2}) = Z_{df2}(\omega)^{-1}$; $C'gd_4$ é a capacidade dreno-porta de T4 vista na porta de T4 dada por $Cgd_4 \left(1 + \frac{Gm_4}{G_{eq5}}\right)$ em que G_{eq5} é a condutância equivalente no dreno de T4.

A análise da expressão (E16) permite obter expressões aproximadas da frequência dos pólos e zeros do circuito da Figura 14, apresentadas na Tabela 1.

Termo	Zeros	Pólos
$\frac{Gm_1}{Y_1(\omega)}$	-	$\omega_{p1} = \frac{G_{eq1}}{C_{eq1}}$
$\left(1 + \frac{Y_4(\omega)}{Gm_2}\right)^{-1}$	$\omega_{z1} = \frac{1}{\frac{2rd}{C'_1 + C_{eq3}} + G_{eq3}}$	$\omega_{p2} \approx \frac{G_{eq3} + Gm_2 + G_{ds2}}{C_{eq3} + 2rdC'_1}$
$(1 + Z_1(\omega)Y_3(\omega))^{-1}$	$\omega_{z2} = \frac{1}{2rdC'_1}$	$\omega_{p3} = \frac{1}{\frac{2rd}{C'_1 + C_{eq3}} + G_{eq3}}$
$G_{eq_x} = \text{Re}\{Y_x\}$; $C_{eq_x} = \text{Im}\{Y_x\}/\omega$; $C'_1 = C1 + Cd/2$ considerando $Cd_1 = Cd_2 = Cd$		

Tabela 1 – Frequências dos pólos e zeros do circuito da Figura 14.

Na expressão de ω_{p2} foi feita uma aproximação por questões de simplificação: considerou-se $C_{df2} = 0$ uma vez que o seu valor é reduzido comparativamente com o valor da capacidade equivalente C_{eq3} .

A função de transferência em malha fechada do andar de entrada é calculada reconhecendo que a topologia de realimentação formada pela resistência R_f é do tipo paralelo-paralelo. A matriz de parâmetros Y (matriz de admitâncias) do circuito da Figura 14 em malha aberta é dada por:

$$[Y]_{MA} = \begin{bmatrix} Y_s + j\omega \left[C_{gs1} + C_{gd1} \left(1 + \frac{Gm_1}{Y_1(\omega)} \right) \right] & 0 \\ \frac{Gm_1}{Y_1(\omega)} \frac{1}{Z_1(\omega) \left(1 + \frac{Y_2(\omega)}{Gm_2} \right) + \frac{1}{Gm_2}} & Y_3(\omega) + \left(Z_1(\omega) + \frac{1}{Gm_2 + Y_2(\omega)} \right)^{-1} \end{bmatrix} \quad (E 17)$$

em que Y_s representa uma admitância incluída na entrada do circuito e que modela a admitância equivalente da fonte de sinal (no caso particular de um fotodetector dada por $Y_s = j\omega C_{for}$). Para simplificar considerou-se que $Y_{12}=0$ antecipando que o termo Y_{12} em malha aberta será desprezável comparando com a contribuição da malha de realimentação, que se prevê elevada por questões de largura de banda. A matriz de parâmetros Y da resistência de realimentação R_f é dada por:

$$[Y]_{Rf} = \frac{1}{R_f} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (E 18)$$

A matriz de parâmetros Y do circuito em malha fechada é assim obtida por $[Y]_{MF} = [Y]_{MA} + [Y]_{Rf}$. A função de transferência em transimpedância da etapa com realimentação é obtida a partir da matriz de parâmetros Z (matriz de impedâncias) sendo

dada pelo parâmetro $Z_{21} = \frac{V_o}{I_{in}} \Big|_{I_o=0}$. Fazendo a conversão de parâmetros Y para Z tem-se então para o ganho de transimpedância $GI(\omega)$:

$$GI(\omega) = Z_{21} = -\frac{Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}} \quad (\text{E } 19)$$

A função de transferência do amplificador da Figura 12 é então dada por:

$$H1(\omega) = GI(\omega)H2(\omega) \frac{-Gm_7}{Y_7(\omega) + Y_L} \quad (\text{E } 20)$$

em que $H2(\omega)$ representa uma expressão idêntica a (E16) mas agora relativa ao estágio A2 (transístores T4 a T7), $Y_7(\omega) = Z_{ds7}(\omega)^{-1} + R_L^{-1}$ e Y_L é a admitância da carga na saída do amplificador, cujo valor no caso de uma carga adaptada é 20mS.

A análise da admitância de entrada do circuito em malha fechada Y_{11MF} permite prever a existência de um pólo na entrada, cuja frequência é dada por:

$$\omega_{p \text{ in}} \approx \frac{\left(1 + \frac{Gm1}{Y_1(\omega)}\right)}{Rf \left[C_{fot} + C_{gs1} + C_{gd1} \left(1 + \frac{Gm1}{Y_1(\omega)}\right) \right]} \quad (\text{E } 21)$$

Analisando agora as expressões da Tabela 1 e a expressão (E 21) é possível estabelecer conclusões sobre a evolução da resposta em frequência do amplificador.

A frequência do pólo ω_{p1} (nos drenos de T1, T4 e T7) depende da admitância equivalente nestes pontos (dada pela soma de $Y_{ds_{T1/T4/T7}}$ com $\frac{1}{R_{D1/D2}}$ e no último estágio $\frac{1}{R_L} + \frac{1}{50}$ respectivamente) e da soma das capacidades dreno-fonte e dreno-porta vistas nestes pontos. Muito embora os valores das admitâncias possam ser elevados, as capacidades

dreno-fonte e dreno-porta são de reduzido valor em consequência da tecnologia seleccionada para implementar o circuito se caracterizar por f_t de 65GHz, ver expressão (E 1), sendo o seu valor típico uma ordem de grandeza inferior ao valor da capacidade porta-fonte. É de esperar que estes pólos se situem assim a uma frequência elevada, superior à largura de banda necessária para o sinal a 10Gbps.

A frequência do pólo ω_{p2} pode ser aproximada por $\frac{Gm_2}{C_{gs4} + C'_{gd4}}$. Para que o ganho da etapa

em dreno comum constituída por T2 e T3 seja próxima de 1, Gm_2 deve ser o maior possível. Assim a frequência deste pólo será elevada já que, para além de Gm_2 ser elevado, o valor da capacidade C'_{gd4} (que modela C_{gd4} afectada do efeito Miller) é inferior a C_{gs4} como resultado do ganho de tensão das etapas A1 e A2 ser reduzido.

O pólo dominante será então o pólo associado ao detector e porto de entrada do amplificador ω_{pin} . Para um valor de R_f fixo a largura de banda do amplificador irá depender fundamentalmente da capacidade do fotodetector, condicionando assim as características do fotodetector a seleccionar.

2.4.3.2 Análise de ruído

O circuito equivalente para o cálculo do ruído do amplificador referido à entrada é representado na Figura 15, considerando como principais contribuições as causadas pelos elementos do primeiro andar (T1, R_{d1} e R_f) e do fotodetector.

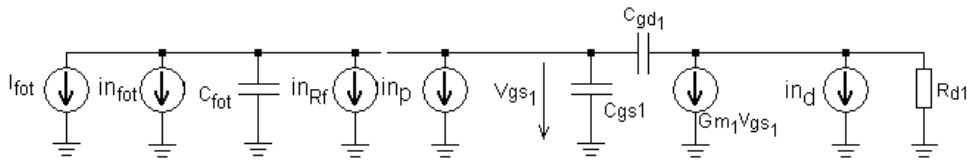


Figura 15 – Elementos considerados no cálculo do ruído equivalente na entrada do amplificador.

O ruído de *shot* do fotodetector ($i_{n_{fot}}$) será à partida desprezável quando comparado com as fontes de ruído térmico resultantes da resistência de realimentação ($i_{n_{Rf}}$ - de baixo valor para larguras de banda elevadas), do transistor T1 (i_{n_p}) e da resistência de carga R_{d1} no

dreno de T1 (in_d). A sua contribuição foi no entanto ainda assim incluída no circuito equivalente.

A densidade espectral de corrente de ruído equivalente na entrada do amplificador é então aproximada por:

$$N_{eq} \cong N_{\text{shot}}^S + N_{Rf}^T + N_{T1}^T + N_{Rd1}^T \left(\frac{|Y_{11}|}{Y_{21}} \right)^2 \quad (\text{E } 22)$$

em que as densidades espectrais de corrente de ruído térmico são designadas por: N_{Rf}^T para o ruído com origem na resistência de realimentação, N_{T1}^T para a fonte de corrente de ruído equivalente na porta do transistor (já apresentada na expressão (E 3)) e N_{Rd}^T para o ruído com origem na resistência no dreno de T1; N_{shot}^S representa a densidade de corrente de ruído de *shot* com origem no fotodetector. O valor rms da corrente equivalente de ruído é então:

$$\overline{i_{eq}^2} = \left[2q\mathcal{R}P_{in} + \frac{4KT}{Rf} + \frac{4KTR(\omega C_{eq})^2}{gm} + \frac{4KT}{Rd_1} \left(\frac{\omega C_{eq}}{gm} \right)^2 \right] \Delta f \quad (\text{E } 23)$$

Para analisar os factores que permitem otimizar o ruído do amplificador, considera-se os modelos equivalentes de ruído apresentados em [22] e representados na Figura 16:

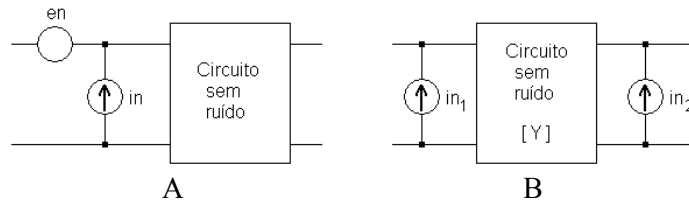


Figura 16 – Modelos equivalentes do amplificador para análise de ruído, com as fontes de ruído equivalente representadas nos seus portos.

em que in , in_1 e in_2 são fontes de corrente de ruído e en é uma fonte de tensão de ruído equivalente, nos portos do circuito, agora considerado sem ruído. A conversão entre as duas representações, para o caso em que in e en são não-correlacionadas é dada por

$en = -\frac{in_2}{Y_{21}}$ e $in = in_1$. Embora exista correlação entre en e in em resultado da

contribuição do transistor, a contribuição das fontes não correlacionadas R_{d1} e R_f reduz o erro resultante desta simplificação dos cálculos sem prejuízo das conclusões qualitativas que se podem retirar da análise.

Considerando que a potência de ruído de entrada no amplificador tem origem no fotodetector e é proporcional a $\overline{|in_{fot}|^2}$, o factor de ruído do amplificador é dado por [23]:

$$F = \frac{S_F/N_F}{S_O/N_O} = \frac{S_F(N_F + N_A)G_A}{S_F G_A N_F} = 1 + \frac{N_A}{N_F} = 1 + \frac{\overline{|in + Y_s en|^2}}{\overline{|in_{fot}|^2}} \quad (\text{E 24})$$

em que S_F e S_O representam a potência do sinal eléctrico na fonte e na saída do amplificador respectivamente, N_F e N_O representam a potência do ruído na fonte e na saída do amplificador respectivamente, N_A representa a potência de ruído equivalente do amplificador traduzida para a sua entrada, G_A representa o ganho de potência do amplificador e Y_s é a condutância equivalente do fotodetector. Substituindo os termos da expressão do factor de ruído pelas expressões das fontes de corrente que lhes dão origem vem:

$$F = 1 + \frac{4KT\Delta f \frac{\omega^2 C_{in}^2}{gm} R + |Y_s|^2 \frac{4KT\Delta f gm P + \frac{4KT\Delta f}{Rd}}{gm^2}}{\overline{|in_{fot}|^2}} \\ = 1 + \frac{4KT\Delta f}{\overline{|in_{fot}|^2} gm} \left[\omega^2 C_{in}^2 R + |Y_s|^2 \frac{gm P + \frac{1}{Rd}}{gm} \right] \quad (\text{E 25})$$

Exprimindo agora os elementos que dependem do transistor T1 a partir dos seus elementos por unidade de comprimento $gm = gm_0 W$ e $C_{in} = C_{in0} W$ em que gm_0 e C_{in0} são respectivamente a condutância e a capacidade equivalente na entrada por unidade de comprimento de porta, W é o comprimento de porta de T1 e $Y_s = j\omega C_{fot}$ tem-se:

$$F = 1 + \frac{4KT\Delta f \omega^2}{|in_{fot}|^2 W g m_0} \left[W^2 C_{in0}^2 R + C_{fot}^2 \frac{W g m_0 P + \frac{1}{Rd}}{W g m_0} \right]$$

(E 26)

A análise da expressão (E 26) permite estabelecer um compromisso entre o dimensionamento de T1 e a sua influência no factor de ruído do circuito. Se a capacidade do fotodetector for muito superior ao valor da capacidade equivalente de entrada do amplificador, será vantajoso aumentar a dimensão W de T1, já que aumento de gm resultante contribui para reduzir o factor de ruído. Contudo, o aumento de W à medida que C_{in} se torna comparável com C_{fot} contribui para degradar rapidamente o factor de ruído. A condição de ruído óptimo é assim atingida na proximidade da igualdade $C_{in} = C_{fot}$.

2.4.4 Análise do circuito implementado

O circuito implementado difere ligeiramente do circuito proposto na Figura 12 na medida em que foram incluídos os componentes passivos adicionais, além dos necessários cuidados práticos na arquitectura do circuito. A Figura 17 apresenta o circuito tal como foi implementado bem como as dimensões dos componentes, polarizações e tensões de alimentação.

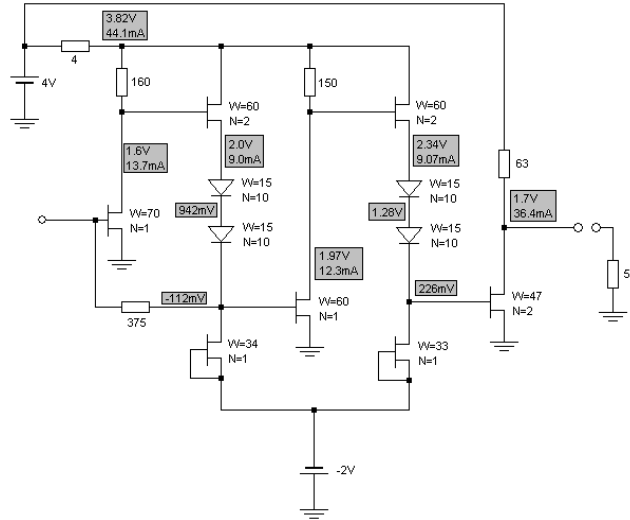


Figura 17 - Dimensões e pontos de polarização do circuito do amplificador implementado. As dimensões dos transistores encontram-se em μm e os valores das resistências em Ohm.

A resistência de 4Ω em série com a alimentação positiva destina-se a reduzir o efeito da indutância introduzida pelos fios de ligação do monólito ao circuito externo na resposta em frequência do amplificador, como será visto mais à frente. Foi também tido o cuidado de desacoplar a alimentação do último andar (de maior corrente) da dos andares precedentes para evitar uma possível condição de instabilidade.

2.4.4.1 Considerações sobre caracterização e medida

A caracterização do circuito para sinal é feita com recurso aos parâmetros S. A justificação resulta de que para RF, e em particular para frequências na zona das microondas, é frequentemente difícil garantir a condição de curto-circuito ou circuito aberto perfeito nos portos de um circuito para uma larga gama de frequências. Isto deve-se ao facto de as indutâncias ou capacidades parasitas das ligações, ainda que de muito pequeno valor (centenas de pH, centenas de fF, tipicamente), em muitos casos não serem desprezáveis comparativamente com os valores dos restantes componentes do circuito. Por outro lado, o circuito poderá não ser estável nas condições de circuito aberto ou curto-circuito (situações em que tipicamente não irá operar) ao longo da gama de frequências desejada. Por estas razões, métodos de caracterização por parâmetros Z, parâmetros Y ou parâmetros híbridos (que têm em comum a dependência das variáveis tensão e corrente e a necessidade das condições de curto-circuito e circuito aberto para poderem ser obtidos directamente) ficam à partida postos de parte.

Os parâmetros S, em contrapartida, podem ser calculados na condição de circuito carregado nos seus portos e representam os coeficientes complexos que modelizam a reflexão e transmissão de sinal entre portos de um circuito. Mesmo experimentalmente, os parâmetros S são relativamente fáceis de obter com equipamento de laboratório com capacidade de efectuar a medida e o seu cálculo de forma automática.

2.4.4.2 Gama dinâmica

Para os valores dos componentes apresentados na Figura 17 a função de transferência para DC do circuito foi calculada e é representada na Figura 18.

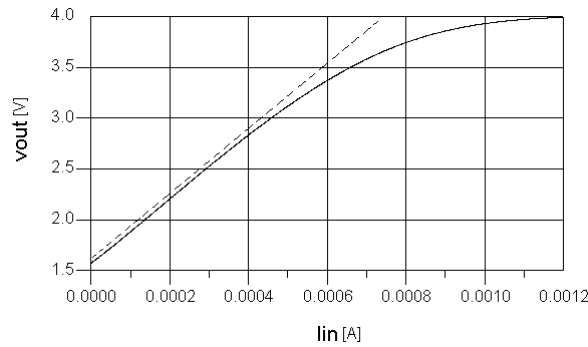


Figura 18 - Função de transferência DC do circuito (V_{out}/I_{in}) obtida por simulação.

A aproximação pela recta a tracejado permite prever uma gama dinâmica de 0.8mA para o circuito (a -1dB) limitada superiormente pela tensão considerada para a fonte de alimentação do andar de saída. A característica linear em amplificadores pós-deteção, se bem que desejável, não é condição obrigatória nos receptores para comunicações ópticas. De facto em [24], a característica não-linear de um amplificador eléctrico foi apresentada como forma de aumentar a distância de propagação num sistema óptico afectado de distorção resultante da dispersão cromática. Neste caso a distorção dos amplificadores eléctricos é aproveitada para efectuar uma re-formatação do sinal detectado, visível experimentalmente pela melhoria da abertura do diagrama de olho.

2.4.4.3 Resposta em frequência

A Figura 19 ilustra a inclusão dos modelos dos elementos extrínsecos de ligação do monólito ao circuito externo que serão doravante considerados na análise de desempenho do amplificador. Com efeito, para que o amplificador exiba características de fiabilidade e reprodutibilidade desejáveis a análise do efeito destes elementos é essencial, como será abordado mais à frente.

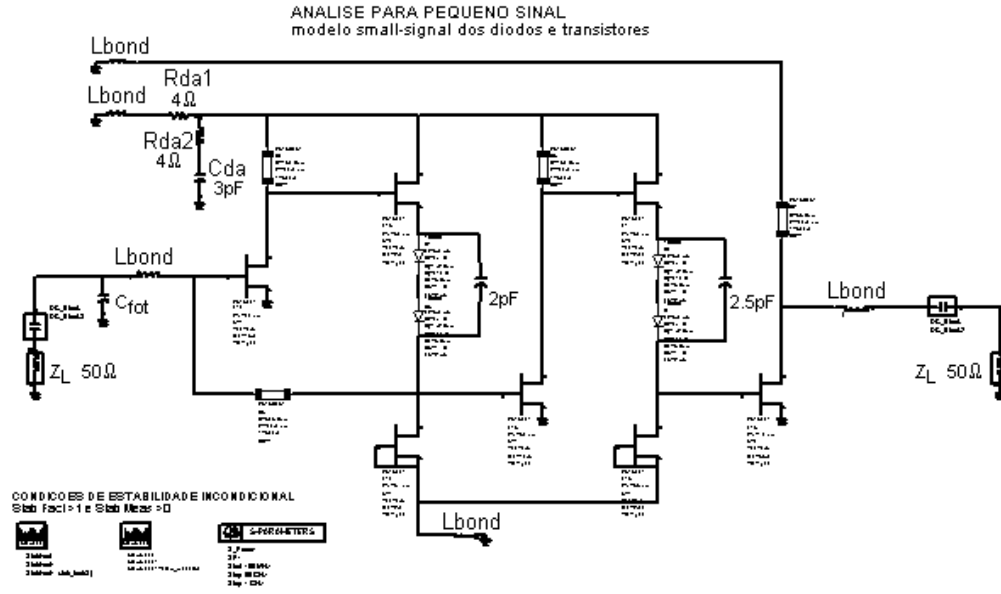


Figura 19 - Esquema do circuito para análise de pequeno sinal, incluindo os elementos extrínsecos.

Para o cálculo da estimativa da resposta em frequência considera-se o circuito carregado com uma carga Z_L nos seus portos de entrada e saída de sinal. A expressão do ganho de transimpedância de um quadripolo Z_T , em função dos parâmetros S referidos à impedância $Z_0=50\Omega$ é dada por [25]:

$$Z_T = Z_0 \frac{S_{21}(1 + \Gamma_L)}{1 + S_{11} + \Gamma_L(S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22} - S_{22})}$$

(E 27)

em que $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ é o coeficiente de reflexão da carga. No projecto do amplificador

foi tido o cuidado de dimensionar o andar de saída por forma a que a impedância de saída seja o mais próxima possível de 50Ω , uma vez que este valor é a impedância normalizada dos portos de entrada/saída da generalidade do equipamento de medida para RF. Considerando o circuito carregado com uma carga de 50Ω na saída a expressão (E 27) reduz-se a:

$$Z_T = 50 \frac{S_{21}}{(1 + S_{11})}$$

(E 28)

em que o parâmetro S_{11} é dado por $\frac{Z_{in} - Z_f}{Z_{in} + Z_f}$ sendo Z_{in} a impedância de carga que a entrada do amplificador apresenta à fonte de sinal e Z_f é a impedância de saída da fonte de sinal. A Figura 20 apresenta as curvas da amplitude da função de transferência em transimpedância do amplificador para diferentes valores de capacidade inversa equivalente do fotodetector, sem considerar o efeito da indutância do fio de ligação ao monólito ($L_{bond}=0$).

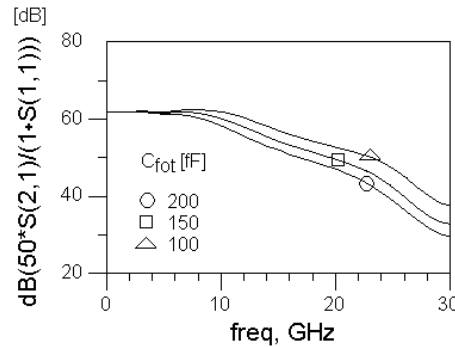


Figura 20 – Amplitude da função de transferência em transimpedância para três valores da capacidade do fotodiodo C_{fot}

A largura de banda (-3dB) medida considerando o valor de 150fF para a capacidade do fotodetector é de 11GHz e o ganho é superior a $1200VA^{-1}$ (61.5dB) (produto ganho largura de banda 13.2THzΩ). As curvas mostram o efeito do pólo dominante na entrada para uma frequência próxima dos 10GHz (mas dependente da capacidade do fotodetector) e o efeito dos restantes pólos a frequências superiores, em torno dos 20GHz. A redução do valor da capacidade C_{fot} causa a redução do efeito de pólo dominante com o consequente aumento do pico de sobrelevação (*overshoot*) característico de sistemas de segunda ordem.

Para amplificação de sinais a 10Gbps com codificação NRZ e nas condições atrás consideradas as curvas mostram que, para máxima uniformidade da amplitude do ganho, o valor da capacidade do fotodetector deverá estar compreendido entre 100fF e 200fF.

2.4.4.4 Efeito da indutância das ligações do monólito ao circuito exterior

O critério que permite avaliar a condição de estabilidade incondicional de um circuito resulta da condição de que o valor absoluto dos coeficientes de reflexão nos portos do circuito seja inferior à unidade, traduzindo a condição de que a energia reflectida pelos portos do circuito deve ser menor do que a energia incidente. As condições anteriores podem ser expressas em termos dos parâmetros S de um circuito com dois portos pelas expressões [25]:

$$\begin{aligned}
 |\Gamma_L| &< 1 \\
 |\Gamma_s| &< 1 \\
 |\Gamma_1| &= \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \\
 |\Gamma_2| &= \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1
 \end{aligned}$$

(E 29)

em que o significado dos coeficientes de reflexão Γ_1 , Γ_2 , Γ_s e Γ_L está ilustrado na Figura 21.

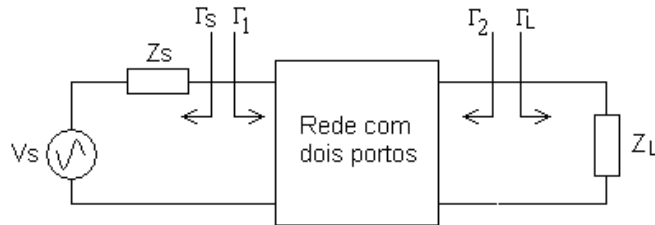


Figura 21 - Coeficientes de reflexão na entrada e na saída para um circuito com dois portos.

As condições de estabilidade são frequentemente condensadas de forma mais simplificada pelo factor K - factor de estabilidade de Rollet [26 , 25] - que resulta da manipulação das expressões (E 29), (com a vantagem de este ser função apenas de parâmetros S fáceis de medir ou obter por simulação) e pelo determinante da matriz de parâmetros S, a seguir apresentados:

$$\begin{cases} K > 1 \\ |\Delta| < 1 \end{cases}$$

(E 30)

$$\text{em que } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \text{ e } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Os valores de K e $|\Delta|$ obtidos para uma dada condição específica de pequeno sinal não são garante de estabilidade incondicional do circuito. É necessário ter em conta que, por exemplo, alterações de temperatura podem causar alterações nas características eléctricas dos elementos activos; a tolerância do processo de montagem do monólito traduz-se uma gama de valores possíveis para os elementos extrínsecos ao monólito (condutores de ligação e capacidades), potencialmente suficiente para causar instabilidade. K deve pois ser avaliado numa gama tão ampla quanto possível de variáveis de teste que traduzam os efeitos mencionados, de forma a garantir a estabilidade com uma confortável margem de segurança.

Na Figura 19 foram já incluídos os elementos extrínsecos de ligação do monólito ao circuito externo. Na análise do circuito o factor de Rollet K obtido por simulação para diferentes valores de indutância L_{bond} (considerada de valor idêntico em todos os pontos da Figura 19 onde se encontra representada) é apresentado na Figura 22 sem (A) e com (B) os elementos: Rda1, Rda2, Cda e de desacoplamento da etapa de saída.

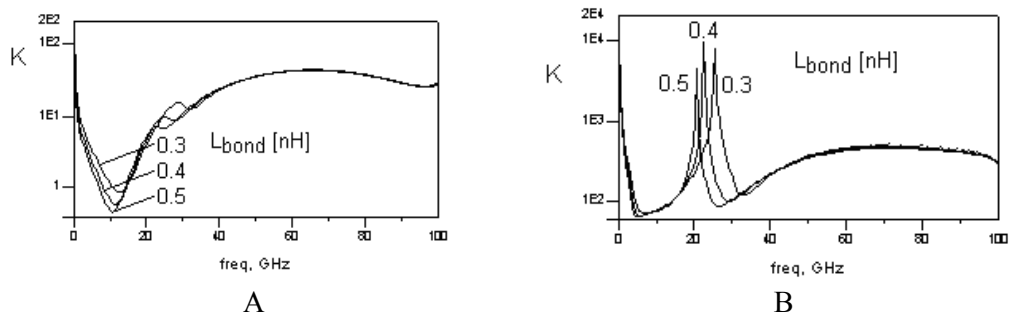


Figura 22 – Factor de estabilidade de Rollet em função da indutância das ligações do monólito ao circuito exterior (L_{bond}), sem (A) e com (B): Rda1, Rda2, Cda e separação da alimentação da etapa de saída.

A existência de um intervalo na curva da Figura 22-A) (correspondente a uma simplificação do circuito da Figura 19 em que K é menor que 1 revela a possibilidade de ocorrência de instabilidade numa larga faixa de frequência em torno de 10GHz. Uma razão avançada para a existência desta instabilidade tem a ver com um efeito de realimentação para a entrada provocado pelo sinal desenvolvido na indutância da ligação para a tensão de alimentação. Este efeito é agravado pelo facto de o andar de saída, em consequência de ser uma etapa de baixa impedância, dar origem a um maior valor de corrente da fonte de alimentação. A indutância de ligação da alimentação, comum a todos os andares, actua assim elemento de acoplamento para o andar de entrada.

Uma primeira medida para reduzir a instabilidade passa então por desacoplar o último andar dos andares anteriores. Uma outra forma de melhorar a estabilidade do circuito é introduzir um filtro RC passa-baixo na alimentação positiva, em particular na que alimenta os andares de entrada onde qualquer perturbação gerada é amplificada pelos andares seguintes. Na prática o efeito do filtro é o de canalizar a energia armazenada pela indutância para a massa evitando que esta passe para pontos de sinal.

No circuito apresentado na Figura 19 estas duas medidas de melhoria de desempenho estão já incluídas. O condensador do filtro RC constituído por R_{da1} e C_{da} ($R_{da1} = 40\Omega$, $C_{da} = 5pF$) cumpre a função de desvio da energia para a massa enquanto a resistência R_{da2} em série com este condensador ($R_{da2} = 40\Omega$) tem como função reduzir o coeficiente de qualidade Q do conjunto L_{bond} em série com C_{da} . Note-se que R_{da1} em série com a própria alimentação reduz também o factor de qualidade do circuito formado pela indutância de ligação e o resto do circuito, atenuando a possível formação de circuitos ressonantes com as capacidades parasitas do próprio circuito integrado. Verifica-se por simulação que a sua inclusão melhora significativamente a estabilidade. A Figura 22-B) apresenta o factor de estabilidade de *Rollet* K simulado agora para o circuito amplificador com os elementos de melhoria da estabilidade descritos.

2.4.4.5 Efeito da indutância de *bonding* do fotodetector

A inclusão de malhas de compensação passivas entre andares sucessivos de um amplificador, permite alterar a sua função de transferência para que esta exiba um

comportamento do tipo passa-baixo e com aumento da largura de banda. O objectivo é o de que a capacidade de entrada do andar seguinte seja absorvida pela malha de compensação em lugar de actuar como carga do andar anterior. Actuando no dimensionamento da malha de compensação, é possível controlar a característica em frequência (amplitude e fase) e em particular a frequência de corte do circuito [27, 28, 29].

A indutância da ligação do monólito ao fotodetector, considerada como malha de interligação entre dois estágios, pode deste modo ser aproveitada para melhorar o desempenho do circuito. Resultados que demonstram a melhoria de desempenho do receptor pela possibilidade de aumento da largura de banda recorrendo apenas a uma indutância em série com o fotodetector são apresentados em [30]. Em [31] é apresentado um amplificador baseado num circuito em cascata mas que incorpora entre as sucessivas etapas de ganho (constituídas por um único transistor) malhas reactivas numa topologia muito semelhante ao utilizado em amplificadores distribuídos.

A Figura 23 apresenta o circuito equivalente da etapa de entrada do amplificador, em que L_1 é a indutância de interligação entre o fotodetector representado pelo seu modelo equivalente (fonte de corrente i_{fot} , capacidade equivalente C_{fot} e admitância equivalente G_1) e o amplificador representado pelo circuito equivalente visto no seu porto de entrada (capacidade equivalente C_A e admitância equivalente G_2).

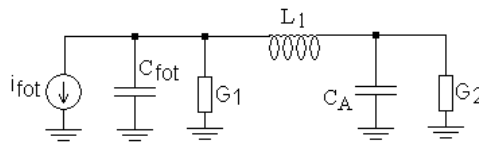


Figura 23 – Circuito equivalente da malha de entrada do amplificador de transimpedância. A indutância da ligação do fotodetector é representada por L_1 .

O circuito da Figura 23 representa uma malha passiva de 3ª ordem. O objectivo é maximizar a largura de banda desta malha mantendo tanto quanto possível a uniformidade da resposta em amplitude. A função de transferência que relaciona a tensão na admitância G_2 com a corrente i_{fot} é dada por:

$$Z(\omega) = \frac{V_{G2}}{i_{fot}} = \frac{1}{G_2} \frac{1}{1 + s \frac{C_{fot} + C_A}{G_2} + s^2 L_1 C_{fot} + s^3 \frac{L_1 C_{fot} C_A}{G_2}}$$

(E 31)

em que se considerou $G_1=0$. Considerando as substituições dadas pelas expressões seguintes [32]:

$$L_1 = m \frac{C_{fot} + C_A}{G_2^2} \quad n = \frac{C_{fot}}{C_{fot} + C_A} \quad \omega_{-3dB|L=0} = \frac{G_2}{C_{fot} + C_A}$$

(E 32)

tem-se então a expressão de transferência normalizada pela frequência $\omega_{-3dB|L=0}$:

$$Z(v) = \frac{1}{G_2} \frac{1}{1 + jv - mnv^2 - jmn(1-n)v^3}$$

(E 33)

com $v = \frac{\omega}{\omega_{-3dB|L=0}}$. A expressão para a amplitude de $Z(\omega)$ é dada por [32]:

$$|Z(v)| = \frac{1}{G_2} \frac{1}{\sqrt{1 + (1 - 2mn)v^2 + mn[mn - 2(1-n)]v^4 + (mn)^2(1-n^2)v^6}}$$

(E 34)

Para um sistema de terceira ordem com característica de Butterworth e ganho unitário, a amplitude da resposta em frequência é dada por [32, 33]:

$$|M(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + v^6}$$

(E 35)

Comparando (E 34) e (E 35) para que o circuito da Figura 23 exiba resposta em amplitude com característica de Butterworth é necessário satisfazer as condições:

$$\begin{cases} 1 - 2mn = 0 \\ mn - 2(1 - n) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} m = 2/3 \\ n = 3/4 \end{cases}$$

(E 36)

A característica de Butterworth garante a máxima uniformidade da curva do ganho na banda de passagem mas a resposta em fase não é linear. Isto significa que o atraso de grupo não é constante pelo que o circuito introduz dispersão no sinal em particular para frequências próximas da frequência de corte. Para reduzir a distorção no sinal amplificado, é fundamental ter resposta em fase tão linear quanto possível para que a IES causada pela dispersão do amplificador não contribua para penalizar significativamente a qualidade do sinal detectado. A imposição de uma característica de Bessel ao circuito equivalente da malha de entrada (Figura 23) garante a máxima linearidade de fase na banda de passagem. As condições da característica de Bessel são obtidas comparando o termo em v da expressão (E 33) com a expressão de um filtro passa baixo de 3ª ordem de Bessel:

$$B(v) = \frac{1}{15 + 15v + 6v^2 + v^3}$$

(E 37)

de onde resultam as condições:

$$\begin{cases} \frac{1}{1-n} = 6 \\ \frac{1}{mn(1-n)} = 15 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} n = 0.833 \\ m = 0.48 \end{cases}$$

(E 38)

A Tabela 2 apresenta as expressões de cálculo da indutância da ligação e capacidade do fotodetector de forma a satisfazer as condições anteriores.

Tipo de resposta da malha	Valores óptimos
Butterworth	$C_{\text{fot}} = 3C_A$ $L1 \cong \frac{C_{\text{fot}} R f^2}{(1 + A_1)^2}$
Bessel	$C_{\text{fot}} \cong 5C_A$ $L1 = \frac{0.576 C_{\text{fot}} R f^2}{(1 + A_1)^2}$
$A_1 \approx Gm_1 / Y_1(0) \quad C_A = Cgs_1 + Cgd_1(1 + A_1)$	

Tabela 2 – Expressões para o dimensionamento da indutância da ligação ao fotodetector e capacidade do fotodetector em função do tipo de resposta desejado.

As curvas da característica em amplitude e do atraso de grupo para o circuito da Figura 23 obtidas a partir das expressões da Tabela 2, em que os valores necessários aos cálculos provêm das folhas de características do fabricante para as dimensões dos componentes indicadas na Figura 12, são apresentadas na Figura 24.

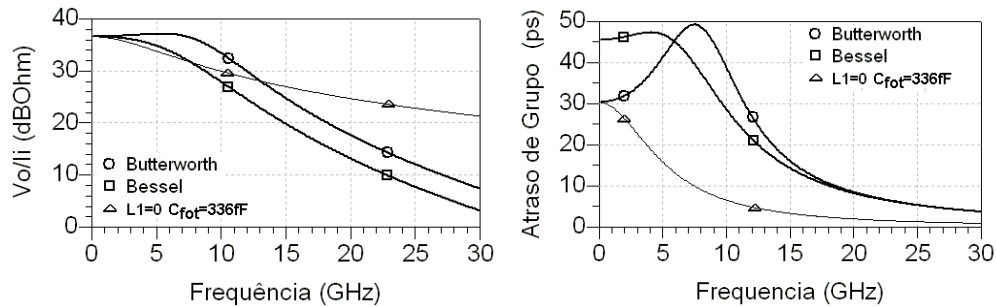


Figura 24 – Amplitude e atraso de grupo de $Z(\omega)$, na condição de característica de Butterworth, de característica de Bessel e sem considerar a indutância da ligação.

A tabela seguinte apresenta os valores numéricos para $L1$ e C_{fot} .

Tipo de resposta da malha	Valores óptimos
Butterworth	$C_{\text{fot}} = 336 \text{ fF}$ $L1 = 1.626 \text{ nH}$
Bessel	$C_{\text{fot}} = 560 \text{ fF}$ $L1 = 1.561 \text{ nH}$
$A_1 = 4.39 \quad C_A = 112 \text{ fF}$	

Tabela 3 – Valores óptimos da indutância da ligação e da capacidade do fotodetector para resposta do amplificador com característica de Butterworth ou de Bessel.

A comparação das duas características da Figura 24 recomenda a adopção da característica de Butterworth para o amplificador pelas razões que a seguir se apresentam.

A curva de amplitude para a característica de Butterworth apresenta um valor da frequência de corte (-3dB) que é 60% (3.7GHz) superior à característica de Bessel e 89% (4.7GHz) superior ao caso em que não se considera a indutância da ligação mas mantendo idêntico valor de capacidade C_{fot} . Obviamente a variação do atraso de grupo para a característica de Butterworth é superior mas os 20ps de variação na banda de passagem são toleráveis para sinais NRZ a 10Gbps, para os quais o amplificador foi proposto. Portanto, neste caso, a penalidade na largura de banda que a característica de Bessel implica não é justificada pelo melhor desempenho na resposta em fase.

Um argumento adicional provém das considerações sobre o factor de ruído anteriormente expostas. A selecção da característica Butterworth permite aproximar os valores da capacidade do fotodetector e capacidade de entrada equivalente do circuito para valores de indutância L_1 próximos (Tabela 3), optimizando o factor de ruído.

2.5 Implementação monolítica do amplificador e resultados experimentais

2.5.1 Máscara do circuito e veículo de teste

O circuito atrás descrito foi implementado e testado experimentalmente. A Figura 25 apresenta a microfotografia do circuito monolítico do amplificador e do suporte projectado para teste do mesmo, composto por uma caixa metálica com conectores e à qual foi aplicado um banho de ouro para evitar a oxidação e minimizar a resistência eléctrica.



B

dissipada pelo circuito é 280mW.

2.5.2 Considerações sobre o projecto da máscara e veículo de teste

exactidão o comportamento em frequência. Os elementos de interligação são

caracterizados em função das dimensões físicas e de parâmetros do meio em que são construídos. No simulador foram modelados como linhas de transmissão micro-fita.

A edição da máscara do circuito faz-se de duas etapas. Uma primeira etapa consiste em, após terminado o projecto e análise do circuito concentrado tal como apresentado na Figura 17 de forma a cumprir as especificações desejadas, elaborar uma primeira versão da máscara do circuito. Para tal foram utilizadas bibliotecas com representações escalonáveis de todos os componentes (incluindo linhas de interligação, *pads* e *vias*) disponibilizadas pelo fabricante, aos quais estão associados modelos eléctricos. Esses modelos permitem por sua vez editar um novo esquemático mais complexo mas mais representativo do desempenho eléctrico esperado para o circuito físico.

A segunda etapa do projecto, consistiu de sucessivas iterações de edição/simulação entre este esquemático mais complexo e a correspondente máscara por forma a garantir o cumprimento das especificações iniciais ou, alternativamente, uma reformulação da topologia inicialmente proposta por forma a conjugar as especificações do circuito com as imposições da tecnologia e de projecto da máscara. A máscara otimizada que serviu de base ao fabrico do circuito é apresentada em detalhe na Figura 26.

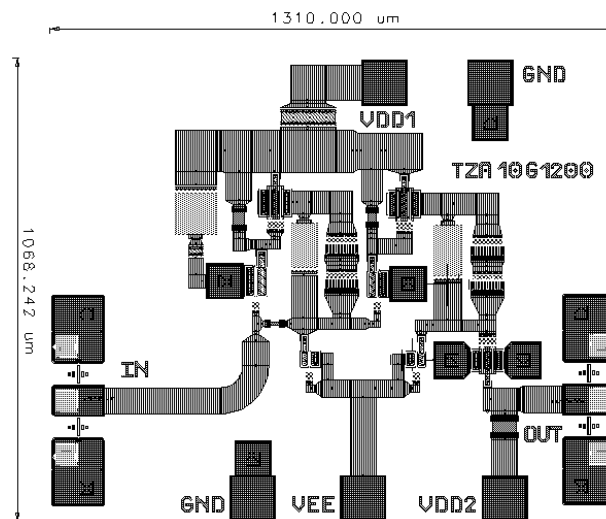


Figura 26 – Máscara final do circuito do amplificador de transimpedância para 10Gb/s, denominado TZA10G1200. VDD1, VDD2 e VEE são pontos de aplicação de tensões de alimentação, IN e OUT são os terminais de entrada e saída de sinal, respectivamente.

Esta máscara (Figura 26) tem algumas particularidades que é relevante salientar. A indutância equivalente da ligação do terminal de entrada (assinalado na Figura 26 por “IN”) ao primeiro transístor está em série com a da ligação entre o circuito monolítico e o fotodetector atrás analisada pelo que, para a sua minimização, foi implementada na forma de uma pista metálica larga. As ligações que conduzem ao terminal de alimentação positiva (assinalado na Figura 26 por Vdd1) devem de igual modo ter uma indutância equivalente reduzida de forma a prevenir a degradação da estabilidade do circuito, como também foi já abordado. Também deve ser minimizada a indutância equivalente resultante das ligações em série com a malha de realimentação já que esta causa desvio de fase na malha de realimentação com a consequente degradação da margem de fase da primeira etapa de transimpedância do circuito. Para frequências mais elevadas o próprio tempo de propagação na malha deve ser tido em consideração pelo que a dimensão física desta é minimizada.

De referir que mesmo elementos cuja influência no comportamento do circuito pela sua reduzida dimensão poderia ser à partida desprezável, como é o caso das ligações metálicas entre as duas superfícies superior e inferior do monólito (*vias*), são modelados e tidos em conta pelo simulador. Também uma pequena capacidade para a massa de valor entre 50fF e 100fF foi considerada nos extremos da ligação por fio condutor entre o circuito externo e o monólito por forma a modelizar a capacidade para a massa desta ligação e o efeito capacitivo de franja no extremo das linhas de transmissão do veículo de teste às quais o circuito vai ligar. Verificou-se por simulação que todos estes elementos parasitas têm influência não negligenciável no desempenho do circuito.

Factores da tecnologia que adicionalmente condicionaram a disposição dos componentes foram a idêntica orientação dos transístores por questões de processo de fabrico, o posicionamento dos portos de entrada/saída no sentido de prever a possibilidade de um teste prévio de funcionamento do circuito na fábrica utilizando pontas de prova apropriadas e ainda questões de dimensões e distâncias mínimas entre camadas.

Na altura da montagem do circuito monolítico no suporte de teste não se dispunha de um fotodetector adequado que pudesse ser montado sobre o mesmo suporte e ligado por fio condutor ao amplificador.

Desvios quer no processo de fabrico do monólito quer no processo de montagem deste e do fotodetector no veículo de teste não permitem prever com exactidão os valores dos elementos da Figura 23. A caracterização experimental foi assim realizada por medida parâmetros S referidos à impedância standard, pelo que a capacidade equivalente na entrada do circuito era inferior à considerada anteriormente para os cálculos do tipo de resposta Butterworth ou Bessel. Esta foi também a caracterização na bolacha de GaAs onde foram produzidos (*on-wafer*) previamente ao processo de separação dos circuitos monolíticos individuais (*dicing*), fornecida pelo fabricante para vários monólitos do circuito produzidos.

O circuito montado no suporte de teste com uma ligação por fio condutor à linha microfita do suporte apresenta um valor de indutância (L_{bond}) inferior ao valor óptimo para resposta Butterworth apresentado na Tabela 3, mas que permite a caracterização mesmo com reduzido valor de capacidade.

As curvas seguintes obtidas por simulação do circuito da Figura 19, mostram a dependência da amplitude do ganho de transimpedância com a frequência para vários valores de L_{bond} e de capacidade do fotodetector (para 100 e 150fF).

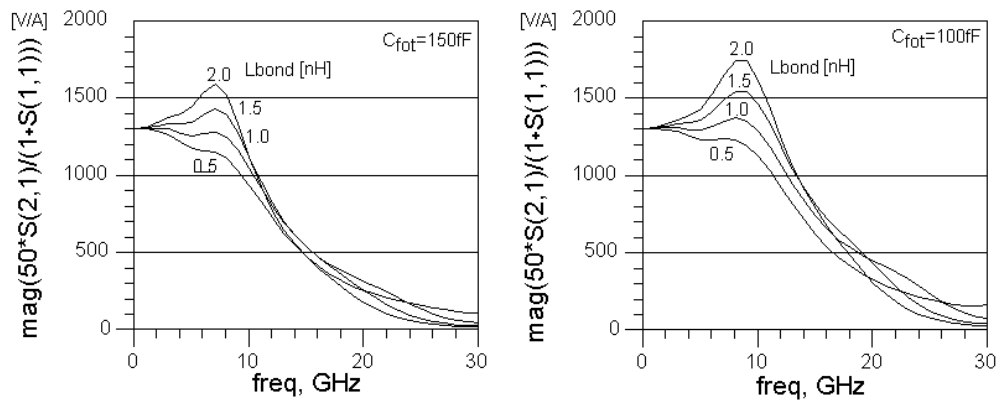


Figura 27 – Amplitude do ganho de transimpedância em função da frequência para vários valores da indutância entre o monólito e o fotodetector, para dois valores de capacidade do fotodetector C_{fot} .

Nas condições das curvas da Figura 27, um valor considerado adequado para a indutância da ligação seria próximo de 1nH.

As ligações por fio condutor entre o monólito e o circuito externo, sendo componentes fortemente dependentes do processo de montagem, são especialmente críticas pela dificuldade em prever as suas características com exactidão. Admitindo que a ligação entre o fotodetector e o monólito seja realizada com um condutor circular em ouro de diâmetro aproximado 25 μ m, o valor de indutância tipicamente esperado é de 0.87 a 1nH por mm de comprimento [34].

2.5.3 Resposta em frequência e no domínio do tempo

O reduzido número de tensões de alimentação e portos de sinal do circuito bem como o cuidado na disposição das respectivas áreas de contacto (*pads*) na máscara permitiu, como referido, a caracterização na fábrica por parâmetros S de cada um dos 80 monólitos produzidos. Essa informação é fundamental já que permite obter informação válida para aferir a reprodutibilidade do circuito tendo em conta as decisões tomadas relativamente à topologia adoptada, dimensionamento, polarizações e projecto da máscara, face às inevitáveis tolerâncias do processo de fabrico.

Na Figura 28 apresentam-se curvas de parâmetros S medidos pela fábrica para 80 circuitos monolíticos ainda na bolacha (legenda: * Medido “on-wafer”), medidos no laboratório para um circuito montado em um suporte metálico com conectores (legenda: -- Medido “*packaged*”) ver Figura 25-B), e obtidos por simulação (legenda: - Simulação) considerando o modelo do circuito eléctrico equivalente extraído da máscara.

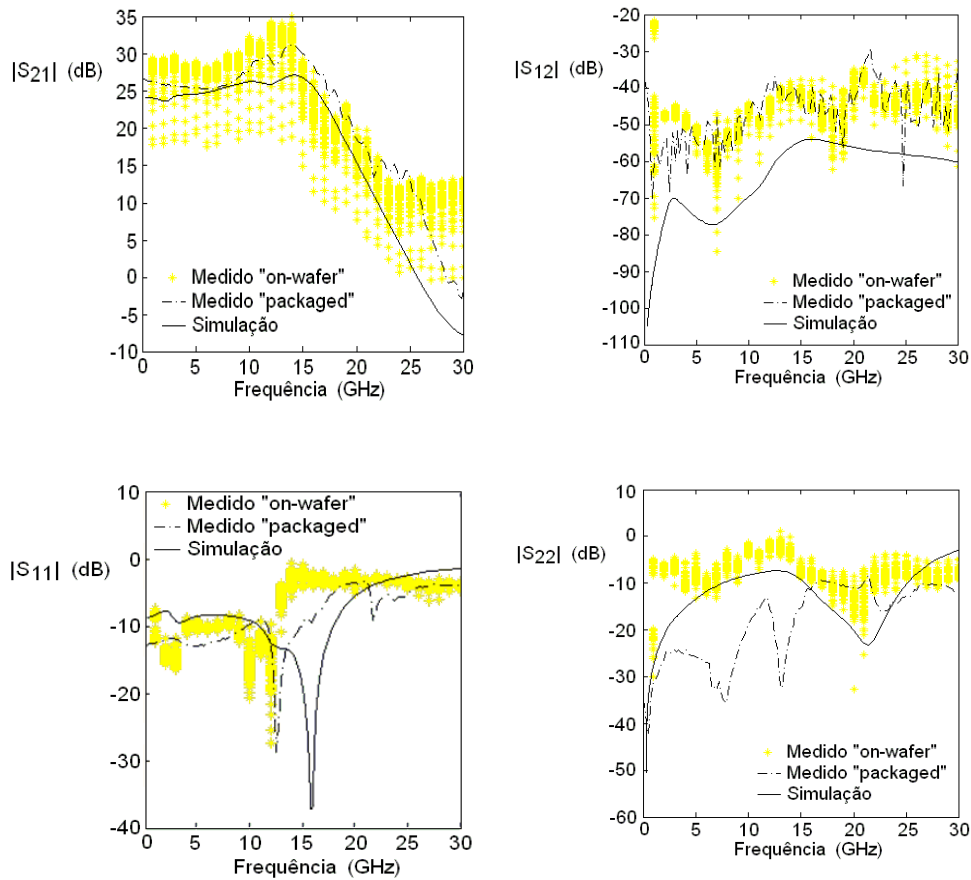


Figura 28 – Parâmetros S: medidos para 80 circuitos monolíticos ainda na bolacha (legenda “Medido *on-wafer*”); medidos para um circuito montado em um suporte metálico com conectores (legenda “Medido packaged”); obtidos por simulação considerando o modelo do circuito extraído da máscara (legenda “Simulação”).

As curvas apresentadas na figura anterior, sendo parâmetros S medidos entre portos de impedância normalizada não contemplam o caso do porto de entrada carregado com a capacidade equivalente do fotodetector. O pico de sobrelevação (*overshoot*) observado para $|S_{21}|$ resulta assim da aproximação da frequência do pólo da malha de entrada do circuito da dos restantes pólos do circuito em malha aberta. Como discutido anteriormente a sobrelevação na amplitude tem como consequência a variação do atraso de grupo com a frequência o que causa dispersão no sinal amplificado.

A Figura 29 apresenta diagramas de olho do sinal obtidos para o caso de teste do amplificador com um sinal constituído por sequências binárias pseudo-aleatórias (PRBS),

com comprimento de sequência $2^{31}-1$ e com um débito de 10Gb/s. O diagrama de olho A refere-se ao sinal antes de passar por um atenuador de 20dB ligado em série com a entrada, tendo este sido incluído de forma a reduzir a amplitude de sinal e atenuar o sinal reflectido no porto de entrada. O diagrama de olho B refere-se ao sinal na saída do amplificador.

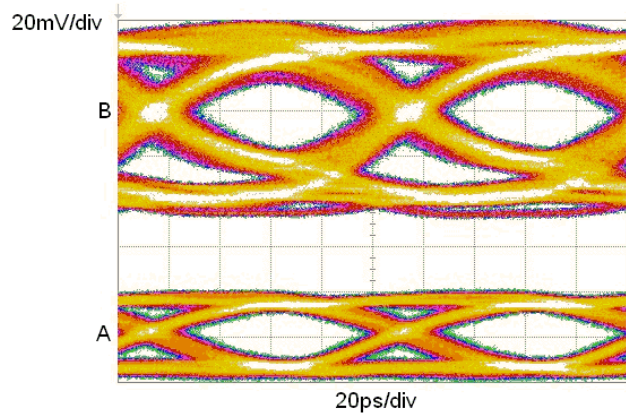


Figura 29 – Diagramas de olho experimentais obtidos para um sinal PRBS $2^{31}-1$ a 10Gbps: A – sinal antes de um atenuador de 20dB em série com a entrada do circuito, B sinal na saída do amplificador.

Claramente o diagrama de olho na saída exibe alguma sobrelevação no nível do sinal mas vem fundamentalmente degradado por um efeito de IES resultante da dispersão. Muito embora o máximo do pico de sobrelevação ocorra próximo dos 15GHz, a não-linearidade da fase é suficiente para causar alargamento, em particular dos impulsos correspondentes a bits isolados (...010...101...) que condicionam a abertura do diagrama de olho no intervalo óptimo de amostragem. É de esperar que a inclusão de uma capacidade na entrada (a capacidade do fotodetector) que posicione o pólo dominante a uma frequência mais baixa, afastada dos restantes, atenuar este problema.

A curva de $|S_{11}|$ revela que a entrada exibe boa adaptação a uma fonte de sinal com impedância normalizada 50Ohm. Certos fotodetectores apresentam um porto de saída de sinal eléctrico na forma de uma linha de transmissão co-planar com impedância característica normalizada 50Ohm (por exemplo o PDCS32T do fabricante Optospeed[®]), pelo que a característica de boa adaptação na entrada será neste caso importante para evitar reflexões que degradam o sinal.

A curva de $|S_{22}|$ no caso das medidas efectuadas pela fábrica nos circuitos *on-wafer* revela alguma degradação na adaptação de saída, mas no caso da medida do protótipo no suporte com conector (“*packaged*”) a adaptação é bastante boa ($|S_{22}| < -10\text{dB}$). Os picos de ressonância entre a indutância da ligação por fio condutor ao circuito externo e a capacidade equivalente na saída, amortecidos pelo baixo valor de R_L , mantêm a impedância de saída próxima dos 50Ω na banda de interesse.

2.6 Amplificador pós-deteção para débito de 10Gbps em Tecnologia Monolítica de Microondas (MMIC) e com Controlo Automático de Ganho (CAG)

2.6.1 Introdução

O amplificador apresentado anteriormente é um componente essencial em sistemas de comunicação ópticos, e ilustra como o projecto de circuitos para microondas englobando os elementos parasitas conduz a bons resultados. No entanto em termos práticos são várias as razões que levam a haver necessidade de incluir no bloco inicial de amplificação de sinal do receptor, imediatamente após o transdutor de conversão de sinal (seja ele uma antena, um fotodetector ou outro), a funcionalidade de controlo automático do ganho (CAG).

Essa necessidade pode ser consequência de fenómenos de atenuação variável no canal (motivados por exemplo pela selecção de um diferente percurso óptico pelo bloco ROADM) ou alteração da potência óptica do canal (em resultado por exemplo de fenómenos transitórios característicos dos amplificadores ópticos). Estes resultam num sinal detectado com gama dinâmica variável tal que pode, em casos extremos, levar desde a perda de informação por degradação excessiva da relação sinal-ruído (RSR) na entrada à saturação eléctrica no circuito do receptor [35, 36].

Nos receptores ópticos a necessidade de actuar no ganho do bloco amplificador pós-deteção resulta da necessidade de otimizar a sensibilidade por forma a não degradar a RSR do receptor sem no entanto comprometer a sua gama dinâmica, para que este se mantenha funcional independentemente de alterações da potência óptica na sua entrada. Tais alterações podem ainda ocorrer em função da utilização do receptor em sistemas

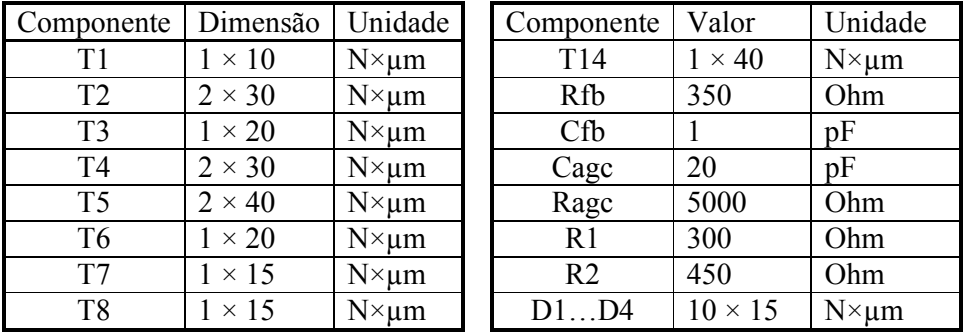
ópticos com diferente distância de propagação [37], resultante por exemplo de comutação de percurso em redes puramente ópticas (*all-optical*), como foi já referido.

O ganho do receptor pode ser actuado de duas formas: ou por intermédio de uma estratégia de controlo automático do ganho – CAG, podendo o ganho ser alterado de forma contínua [37] ou discreta [38]; ou por intermédio de uma etapa amplificadora não-linear limitadora [17, 39]. Embora a utilização da etapa não-linear se afigure à partida mais simples, no âmbito mais geral do trabalho desenvolvido nesta tese que inclui a utilização de filtros eléctricos analógicos para compensação da dispersão cromática, será desejável a utilização de amplificadores com característica linear.

Esta sub-secção do capítulo 2 pretende propor alterações ao amplificador implementado e descrito nas secções anteriores de forma a, mantendo o circuito (já testado) tão inalterado quanto possível, incluir adicionalmente a possibilidade de controlo automático do ganho. No contexto do trabalho desenvolvido nesta tese não foi prevista a implementação em protótipo deste circuito pelo que não foi atingida a fase de produção da máscara do mesmo. A seguir apresentam-se alguns resultados de simulação obtidos com vista a fundamentar as alterações propostas.

2.6.2 Configuração proposta e análise de sinal

A configuração proposta para o amplificador com o bloco de controlo do ganho é apresentada na Figura 30.



$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &\cong \beta(V_{gs} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \left(\alpha V_{ds} - \frac{(\alpha V_{ds})^3}{3} \right) \\
 &\approx \beta(V_{gs} - V_t)^2 \lambda \alpha V_{ds} \quad |_{V_{ds} \approx 0}
 \end{aligned}
 \tag{E 39}$$

transimpedância do primeiro estágio é directamente proporcional a R_f . A Figura 31 apresenta a curva da resistência equivalente dreno-fonte em função da tensão porta-fonte obtida por simulação para um transistor com as mesmas dimensões de T7 na configuração fonte-comum.

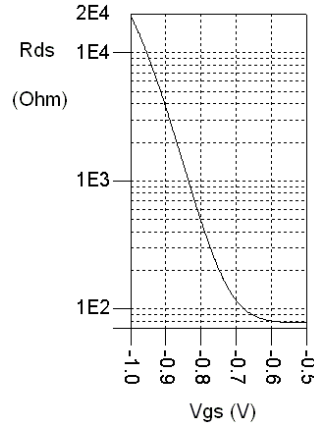


Figura 31 – Dependência da resistência equivalente dreno-fonte obtida por simulação, para um transistor na configuração fonte-comum com largura de porta 15 μ m e polarizado com $V_{ds}=0.15V$.

T7 funciona assim como uma impedância variável cujo valor é controlado pela tensão aplicada na sua porta. A sua largura é reduzida para que o valor das capacidades parasitas seja muito pequeno e a impedância equivalente dreno-fonte seja dominada pela parte real.

Verifica-se que no limiar da largura de banda do amplificador a amplitude da função de transferência exhibe sobrelevação, que se torna mais pronunciada à medida que a corrente de entrada aumenta. O aumento da corrente de entrada causa a redução da condutância equivalente da malha de realimentação, o que faz com que o pólo dominante na entrada se aproxime dos demais pólos a frequências mais elevadas. Adicionalmente a inclusão de um circuito reactivo formado pelas capacidades inerentes a T7 (e T8) introduz atrasos adicionais na malha de realimentação (tanto mais relevantes quanto maior for a corrente em T7 face a R_f) contribuindo para deteriorar a margem de fase do andar de entrada. Isto tem como consequência o aumento da sobrelevação na amplitude da resposta em frequência do circuito. Este efeito, mais relevante no extremo da banda, soma-se ao efeito resultante do pólo de entrada atrás descrito. T8 em série com C_{fb} tem como função actuar como elemento de compensação na malha de realimentação. O circuito RC série formado

pela condutância dreno-fonte de T8 e por Cfb introduz um zero na malha de realimentação à frequência:

$$\omega_z = \frac{G_{eq(T8)}}{Cf}$$

(E 40)

em que Cf representa a capacidade Cfb em série com a capacidade equivalente da malha de transimpedância. O cancelamento pólo-zero daí resultante mantém a amplitude do pico de sobrelevação dentro do razoável independentemente da amplitude da corrente de entrada. A Figura 32 ilustra a dependência da amplitude da função de transferência do amplificador de transimpedância com CAG em função da corrente de entrada.

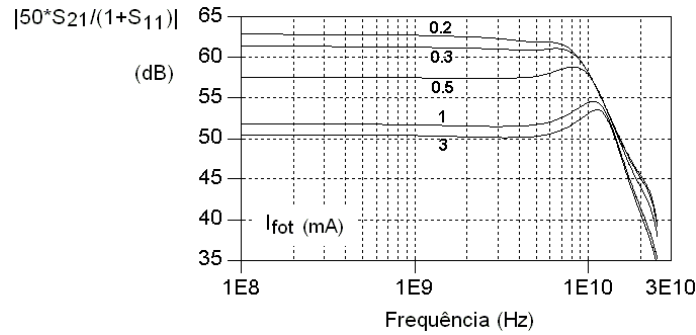


Figura 32 – Amplitude da função de transferência do amplificador de transimpedância, simulação em função da corrente de entrada I_{fot} .

Apesar de a inclusão da malha de controlo de ganho na primeira etapa de transimpedância reduzir o ganho do amplificador, verifica-se que a gama dinâmica é afectada pela saturação rápida da etapa de saída para valores de corrente de entrada próximos de 0.5mA. Para aumentar a gama dinâmica, aproveita-se o sinal de controlo de ganho para actuar na polarização desta última etapa com a inclusão do transistor T14, como a Figura 33 demonstra.

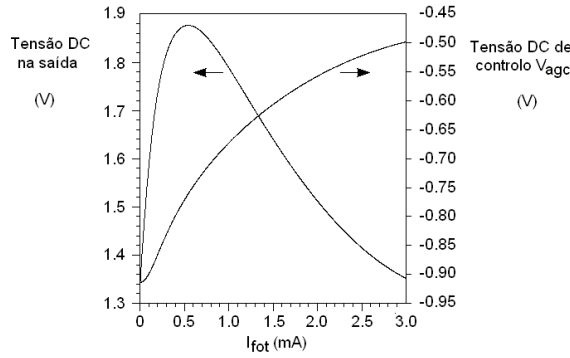


Figura 33 – Evolução da tensão de controlo da malha de AGC e tensão DC na saída do amplificador, resultados de simulação em função da corrente de entrada I_{fot} .

A curva $V_{\text{agc}}(I_{\text{fot}})$ anterior mostra que a inclusão do circuito de controlo de ganho permite uma gama de valores de corrente de entrada desde próximo de $300\mu\text{A}$ até um valor de corrente próximo dos 3mA . O fotodetector está polarizado de tal forma que, para uma corrente de entrada de 3mA e ganho esperado de 50dB_{Ohm} , se tem na saída um sinal em tensão próximo de 1V que se soma ao valor DC de polarização nesse ponto. A malha de CAG permite ainda assim manter a etapa de saída na zona linear. A etapa amplificadora constituída pelos transístores T1 a T6 permite gerar o sinal adequado ao controlo da malha de CAG.

O circuito integrador formado por R_{agc} e C_{agc} determina a constante de tempo associada à alteração da tensão de controlo da malha de CAG, por forma a que esta seja função do valor médio da potência óptica do sinal de entrada e não do sinal propriamente dito. Neste amplificador é proposto o valor de 100ns para esta constante de tempo, o valor de 120ns é sugerido na literatura [37], mas numa versão protótipo do circuito seria vantajoso disponibilizar no monólito um terminal de acesso à tensão V_{agc} por forma a alterar este valor. Tal permitiria quer monitorar a tensão de controlo V_{agc} proporcional à potência óptica média incidente no receptor e que poderia ser útil em etapas posteriores do receptor, quer aumentar a constante de tempo associada a V_{agc} pela inclusão de capacidade adicional em paralelo com C_{agc} .

2.6.3 Análise de ruído

A inclusão da malha de AGC na etapa de transimpedância, significa que haverá contribuições adicionais para o ruído equivalente na entrada do receptor, que provêm

fundamentalmente de T7. O modelo de ruído da nova etapa de transimpedância é apresentado na Figura 34.

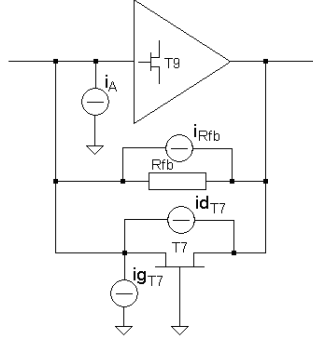


Figura 34 – Circuito equivalente do andar de entrada de transimpedância do circuito com CAG com as fontes de corrente equivalente de ruído assinaladas.

Recorrendo às transformadas de Blakesley o circuito pode ser representado com as fontes de corrente equivalente de ruído concentradas na entrada. A densidade espectral de corrente de ruído equivalente na entrada causada pelo andar de transimpedância do amplificador é agora aproximada pela contribuição de ruído térmico de R_{fb} , $T7$ e $T8$:

$$N_{eq} \approx N_{S_{fot}}^S + N_{Rfb}^T + N_{T7}^T + N_{T8}^T$$

(E 41)

Por simulação foi feito um estudo da evolução da corrente de ruído equivalente do amplificador referida à entrada em função da amplitude da corrente de sinal na entrada (corrente do fotodetector – I_{fot}) cujo resultado é apresentado na Figura 35.

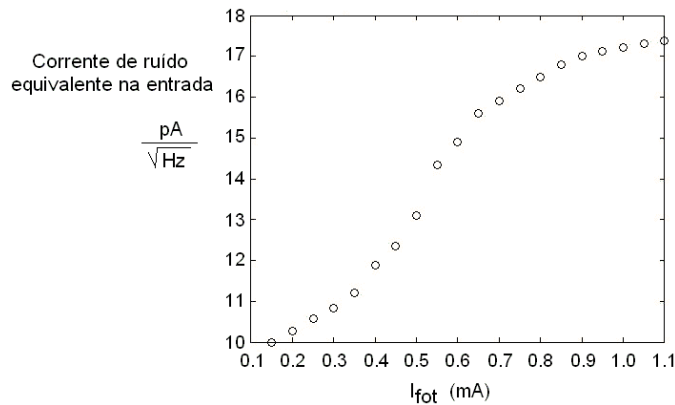


Figura 35 – Evolução da corrente de ruído equivalente na entrada em função da corrente de entrada do fotodetector, I_{fot} obtida por simulação do circuito da Figura 30.

A análise do gráfico da Figura 35 mostra que, apesar do aumento de um factor de 10 no valor da corrente de sinal de entrada, o valor de corrente de ruído equivalente na entrada aumenta apenas de um factor de 2. A corrente de ruído equivalente na entrada aumenta rapidamente quando a corrente do fotodetector é superior a 0.35mA altura em que T7 começa a limitar o ganho da etapa de transimpedância e o valor da resistência dreno-source deste transistor se aproxima do valor de Rfb. À medida que a malha de realimentação entra numa zona de “saturação” da variação da resistência dreno-source de T7 para um valor de corrente de entrada próximo de 1mA, a corrente de ruído equivalente na entrada tende também a sofrer menor aumento.

2.7 Conclusões

Este capítulo abordou o desenvolvimento de um amplificador de transimpedância adequado para constituir o primeiro bloco de amplificação de sinal imediatamente após a detecção, em receptores para sistemas de comunicação por fibra óptica com débito de 10Gb/s. No entanto o âmbito dos aspectos abordados no capítulo não é restrito ao amplificador específico projectado para 10Gb/s, mas aborda adicionalmente aspectos genéricos relevantes para circuitos amplificadores e para circuitos para microondas de uma forma geral.

Neste capítulo foram referidos inicialmente aspectos do domínio da tecnologia utilizada, por se tratar de uma tecnologia específica para microondas em GaAs, com particularidades dos dispositivos activos (transístores pHEMT) que permitem obter desempenho optimizado para frequências próximas da frequência de transição dos transístores. O modelo equivalente do transistor pHEMT apresentado é relativamente simples mas suficiente para as aplicações no âmbito deste trabalho.

Foram apresentadas e discutidas topologias alternativas para amplificadores pós-deteção, especificamente a topologia de alta/baixa impedância e a de transimpedância. A configuração de transimpedância apresenta o melhor compromisso ganho/LB versus ruído, tendo sido a seleccionada para implementação do amplificador proposto.

A análise detalhada da configuração de transimpedância permitiu concluir que o pólo dominante para este tipo de circuitos deverá ser o pólo associado à capacidade de entrada, fortemente dominada pela capacidade do fotodetector. Mais ainda, esta capacidade tem também forte influência na característica de ruído do circuito tendo-se concluído que o ruído do bloco amplificador e fotodetector será minimizado se a capacidade deste último for igual à capacidade equivalente de entrada do amplificador. O circuito projectado permite valores de capacidade equivalente na entrada superiores a 200fF para sinal com débito de 10Gb/s.

Um ponto que foi focado com particular detalhe foi a influência das ligações entre o circuito monolítico e o circuito externo. No projecto de um circuito que tenha como

objectivos a reprodutibilidade e fiabilidade é essencial considerar os efeitos destas interligações como condicionantes do desempenho do mesmo.

Verificou-se que mesmo pequenos valores de indutância em resultado dessas ligações podem condicionar fortemente o desempenho do circuito. Foi demonstrado que uma indutância de valor 400pH no terminal de alimentação do circuito pode ser suficiente para criar um ponto de realimentação que torna o circuito instável. Para eliminar esta possibilidade foi sugerido desacoplar os terminais de alimentação entre etapas críticas do circuito; esta recomendação é aplicável na implementação de outros circuitos de microondas nos quais coexistam etapas de ganho e etapas de potência muito próximas.

Outro ponto alvo de estudo foi o efeito da indutância do fio condutor de ligação do fotodetector ao circuito monolítico. Esta é particularmente crítica por condicionar em particular o comportamento do amplificador quando este é um sub-bloco de receptores em sistemas ópticos de muito alto débito nos quais se pretende transmissão de informação com muito baixa probabilidade de erro (PE). Nesta aplicação com sinais de banda larga, o tipo de resposta em fase tem de ser objecto de particular atenção já que pode ser causa de distorção do formato do sinal amplificado, suficiente para que não sejam atingidos os reduzidos valores de PE desejados. Neste âmbito foram apresentadas as condições tais que, para um valor da capacidade do fotodetector conhecido, se possa dimensionar o valor da indutância de entrada para que a resposta em frequência exiba máxima linearidade de fase.

O presente capítulo apresenta ainda resultados experimentais de caracterização de um protótipo que foi montado num suporte de teste no Instituto de Telecomunicações de Aveiro bem como resultados experimentais obtidos na fábrica para várias dezenas de circuitos não montados (“*on-wafer*”). Estes são comparados com resultados de simulação. A oportunidade que se materializou de obter resultados de caracterização experimental “*on-wafer*” para um número relativamente elevado de protótipos (considerando que se tratou de um projecto de base académica) permitiu a análise de desempenho tendo em conta a inevitável tolerância do processo de fabrico. O conjunto de resultados mostra uma razoável coerência de desempenho entre diferentes protótipos e razoável proximidade com os resultados obtidos por simulação, o que traduz a robustez do circuito projectado. A comparação com as características obtidas para um protótipo montado num suporte de teste

com os resultados de simulação permite concluir da elevada maturidade do processo de fabrico, dos modelos utilizados e também da maturidade e do competência do processo de montagem deste tipo de circuitos de microondas que foi possível atingir no Instituto de Telecomunicações de Aveiro.

Finalmente ainda neste capítulo, foi proposto um amplificador de transimpedância com controlo automático de ganho para sistemas a 10Gb/s, o qual permite aumentar a flexibilidade do receptor por forma a que este possa ser empregue em sistemas ópticos, nos quais são expectáveis variações rápidas de potência média no sinal incidente no fotodetector. A topologia proposta teve como base o circuito de transimpedância implementado. No entanto, como não houve oportunidade de prosseguir para a fase de implementação física, a análise do circuito foi resumida tendo sido focadas apenas as características mais relevantes que a inclusão de controlo automático de ganho permitiria oferecer.

Capítulo 3

Circuitos eléctricos activos para compensação da dispersão em sistemas de comunicação por fibra óptica

3 Circuitos eléctricos activos para compensação da dispersão em sistemas de comunicação por fibra óptica

3.1 Comentário introdutório

No capítulo 1 foi apresentada a topologia de um transceiver para sistemas ópticos de muito alto débito binário desenvolvido no contexto do projecto THE MOST, no qual foi proposta a inclusão de blocos eléctricos compensadores da distorção do sinal óptico recebido. Dois débitos distintos foram considerados 10Gbps e 40Gbps. Isto esteve na base do estudo, projecto e implementação de dois compensadores distintos, otimizados para cada um dos débitos mencionados, e que serão apresentados neste capítulo.

O bloco compensador eléctrico poderá situar-se imediatamente a seguir ao bloco amplificador apresentado no capítulo 2. Esta configuração permite que o bloco compensador disponha de sinal na sua entrada com amplitude razoável e melhora a figura de ruído do sistema.

Neste capítulo serão apresentados os dois compensadores desenvolvidos para débitos de 10Gbps e 40Gbps os quais, no âmbito do projecto THE MOST, atingiram a fase de protótipo. Assim, serão discutidos detalhes de projecto e apresentados resultados de caracterização experimental dos protótipos montados em suporte de teste adequado.

3.2 Introdução histórica – necessidade de compensadores

A inclusão de malhas de compensação, como forma de melhorar a resposta transitória de um sistema é um tópico tradicional na electrónica e em particular na electrónica aplicada à área das telecomunicações. Uma discussão sobre filtros adaptativos e algoritmos de optimização pode ser encontrada em [40]. No passado, muito esforço foi feito nesta área no sentido de melhorar as características de transmissão de canais eléctricos, desde sistemas telegráficos, pares de condutores em sistemas telefónicos e mesmo cabos coaxiais [41, 42]. Em todos estes casos o problema colocava-se de forma premente quando a capacidade dos

canais se tornava insuficiente para dar resposta às necessidades de transporte de informação que deles eram exigidas.

Com a crescente substituição dos canais eléctricos por canais ópticos, o problema foi temporariamente adiado já que a capacidade do canal óptico é substancialmente superior á dos melhores canais eléctricos e mais do que suficiente para as necessidades de transporte de informação das décadas de 80 e início da década de 90. O problema colocou-se no entanto de novo em finais da década de 90 quando a tecnologia na área da electrónica evoluiu de tal forma que permitiu a transmissão de informação mono canal com débitos tão elevados (10Gbps e superior) que, para as distâncias cobertas por ligações ópticas longas (*long-haul*), a dispersão acumulada e não compensada era suficiente para causar IES significativa no sinal detectado.

Os dois fenómenos, principais responsáveis pela distorção de sinal em sistemas de alto débito, são a dispersão cromática não compensada opticamente (residual) e a dispersão de polarização. Para além destes, fenómenos não-lineares e fenómenos resultantes de modulação cruzada de fase em sistemas com mais de um canal contribuem para limitar a máxima distância de transmissão. Os compensadores abordados neste capítulo, foram projectados tendo como objectivo precisamente a compensação da distorção resultante dos dois tipos de dispersão: cromática e de polarização.

É possível, antes da etapa de detecção (ainda no domínio óptico), compensar a dispersão cromática e mesmo a dispersão de polarização. Este tipo de compensadores foram os inicialmente propostos e usados em ligações de longo alcance e alto débito, nos quais a rentabilidade do serviço era suficiente para compensar os elevados custos dos compensadores ópticos. Este tipo de compensadores apresenta para além do custo outras desvantagens funcionais, nomeadamente as perdas de inserção que introduzem (contribuindo para degradar a RSRO), a dimensão física e o facto de serem projectados para compensar um fenómeno específico (por exemplo a dispersão de polarização) e não para otimizar a qualidade do sinal detectado tal como os compensadores abordados neste trabalho. São, no entanto, ainda predominantes nos sistemas de comunicações ópticos actuais.

Foram então propostos compensadores eléctricos passivos com recurso a guias de microondas [43]. No final dos anos 90 surgiu a disponibilidade comercial de vários processos de fabrico de circuitos integrados com características adequadas para projectar circuitos integrados que permitam realizar processamento analógico de sinal eléctrico com componentes espectrais na zona de microondas. Tais processos baseados em semicondutores GaAs ou SiGe permitem projectar circuitos capazes de processar sinais com débito superior a 40Gbps [44]. A utilização de compensadores realizados em tecnologia monolítica integrada apresenta todas as vantagens bem conhecidas resultantes da integração de circuitos, e adicionalmente no caso particular dos sistemas ópticos, as vantagens de não causar degradação da RSRO, possibilidade de ajuste da função de transferência no caso dos compensadores, baixo consumo e dimensão reduzida. Para além disso apresenta custo potencialmente muito baixo em resultado do factor economia de escala, tal como se verifica para outros componentes baseados em circuitos integrados.

O compensador a incluir nos receptores para sistemas de comunicação por fibra óptica, tal como os abordados neste trabalho, deverá ter a capacidade de sintetizar funções de transferência com características em amplitude e fase ajustáveis, por forma a mitigar simultaneamente a distorção com origem na dispersão cromática e na dispersão de polarização. Neste capítulo será abordado o projecto de compensadores eléctricos ajustáveis na forma de filtros activos do tipo RIF.

3.3 Malhas de equalização passivas

A teoria da equalização começou com a teoria de filtros passivos. Na teoria de filtros passivos são descritas malhas passivas com as quais é possível projectar filtros do tipo passa-tudo, isto é, filtros cuja função de transferência em amplitude é idealmente unitária. Uma malha do tipo passa-tudo estável caracteriza-se por uma função de transferência em que a um ou mais pólos à esquerda do plano s correspondem idêntico número de zeros em posições simétricas em relação ao eixo imaginário. A amplitude é assim idealmente constante na frequência, mas a fase não. A Figura 36 representa o circuito de uma secção elementar de um filtro passa-tudo, com impedância constante.

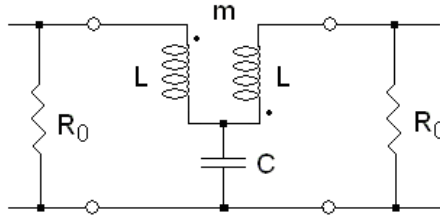


Figura 36 – Secção elementar de primeira ordem de um filtro passivo passa-tudo. R_0 representa a resistência da malha (constante) e m é o factor de acoplamento entre as duas indutâncias.

Filtros de ordem superior podem ser realizados á custa da cascata de secções de primeira ordem. A característica de fase do filtro da figura anterior é conseguida à custa do acoplamento entre as duas secções da indutância. No limite inferior de frequência, a impedância de L é baixa e a de C é alta, pelo que a diferença de fase entre a entrada e a saída é pequena. No limite superior de frequência, a impedância de C é baixa e o sinal aplicado na primeira secção da indutância é acoplado para a segunda (considerando o factor de acoplamento m) mas com fase π rad em relação ao sinal na entrada, em resultado da orientação das indutâncias. Os valores dos componentes L e C são dados por [45]:

$$L = \frac{R_0}{2\sigma_1} \quad C = \frac{2}{\sigma_1 R_0} \quad (\text{E 42})$$

de onde resulta que a função de transferência do circuito é dada por:

$$H_e(\omega) = -\frac{j\omega - \sigma_1}{j\omega + \sigma_1} \quad (\text{E 43})$$

em que o sinal resulta do tipo de acoplamento entre as duas indutâncias. A Figura 37 apresenta o mapa de pólos e zeros e o atraso de grupo para a expressão (E 43).

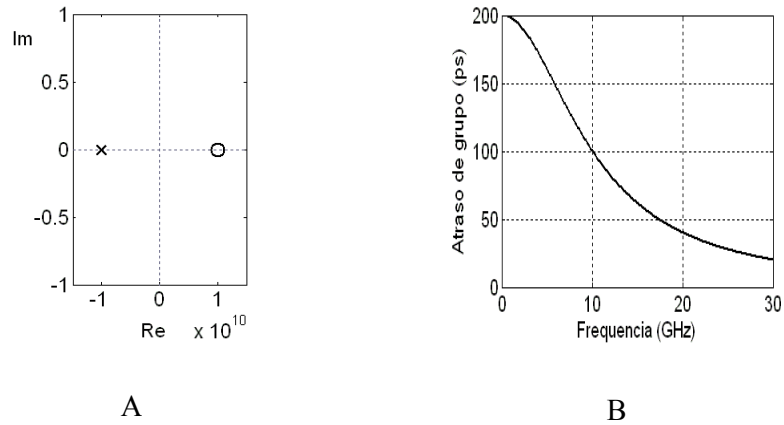


Figura 37 – A) mapa de pólos e zeros e B) atraso de grupo para a expressão (E 43). Como exemplo considerou-se o filtro dimensionado para uma frequência de 10GHz.

Este tipo de filtro pode ser empregue como segundo estágio com a finalidade de compensar a resposta em fase de um primeiro estágio cuja função de transferência em amplitude é a função alvo (como por exemplo filtros passa-baixo de tipos que não Bessel). Comparando a curva do atraso de grupo da Figura 37 – B com a da Figura 24-B para o caso do filtro com resposta do tipo Butterworth, verifica-se de facto a possibilidade de compensar a variação de atraso de grupo na banda de interesse incluindo a malha de primeira ordem da Figura 36 em série com o amplificador (soma das curvas do atraso de grupo). A optimização da colocação dos pólos e zeros de $H_c(\omega)$ relativamente ao eixo imaginário poderá ser feita à custa da minimização da distorção num sinal observado no domínio do tempo na saída da série amplificador e compensador.

Para além da malha descrita atrás, existem malhas passivas mais complexas que podem ser dimensionadas por forma a que o pico da variação do atraso de grupo ocorra a uma dada frequência de interesse [45, 46]. Contudo, tal como foi já referido, a necessidade de actuar simultaneamente e de forma ajustável na característica de amplitude e fase da função de transferência da malha de compensação torna-se limitativa na aplicação deste tipo de compensadores passivos em receptores ópticos, com o propósito de compensar a distorção resultante da dispersão.

3.4 Topologias de circuitos de compensação activos

Os compensadores activos, ao contrário das malhas passivas, permitem ao utilizador maior grau de liberdade no projecto do filtro, uma vez que nas malhas passivas, a gama de valores dos componentes é fortemente condicionada pela impedância característica pretendida e pela frequência das singularidades.

Os equalizadores activos adequados para compensação da distorção em sinal eléctrico pós-deteção em sistemas de comunicação por fibra óptica a muito alto débito baseiam-se, de um modo geral, em técnicas conhecidas e empregues em sistemas de menor velocidade. No entanto as velocidades necessárias para processar sinal com débitos de 10Gbps e superiores tornam complexa a tarefa de implementação de determinadas topologias e/ou requerem a utilização de processos de integração cujo custo não é suportável. O conjunto de soluções viáveis analógicas é assim reduzido [47] e será descrito com algum detalhe nos pontos seguintes.

3.4.1 Compensadores do tipo FFE

3.4.1.1 Topologia

O compensador do tipo FFE é uma estrutura que combina de forma aditiva réplicas do sinal de entrada, sendo cada réplica afectada de um factor de ganho e de um atraso específico. O tipo FFE é assim um compensador com característica linear. A forma mais simples de implementar este tipo de compensador é com recurso a um filtro do tipo Resposta Impulsional Finita (RIF). A Figura 38 representa a topologia genérica de um filtro RIF.

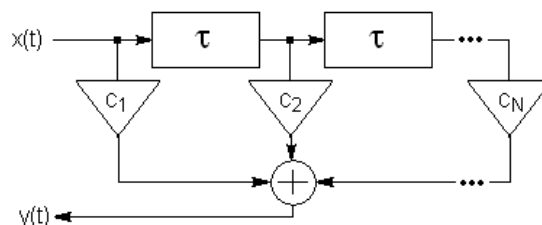


Figura 38 – Topologia geral de um filtro RIF.

em que a relação entre os sinais de saída $y(t)$ e de entrada $x(t)$ é dada por

$$y(t) = \sum_{K=1}^N C_k x[t - (k-1)\tau]$$

(E 44)

em que τ representa o valor do atraso entre duas baixadas sucessivas e C_k é o factor de ganho. Na prática este tipo de compensadores é frequentemente implementado com recurso a uma estrutura transversal (também designada por cascata – “*Ladder*” ou onda propagante – “*Traveling wave*”), tal como é representado na Figura 39:

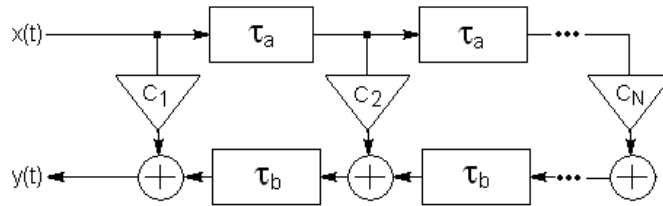


Figura 39 – Topologia em cascata (“*Ladder*”) de um filtro RIF, tal como é implementado na prática.

A topologia representada na Figura 39 apresenta duas vantagens importantes relativamente á topologia ideal e que favorecem a implementação deste tipo de compensadores transversais, em particular para aplicações com frequências na gama das microondas [48], e que a seguir se descrevem.

A primeira tem a ver com os pontos de soma das réplicas de sinal estarem distribuídos ao longo da cascata em lugar de se ter a soma concentrada num único ponto. Tal opção facilita a implementação do circuito já que, no caso da topologia concentrada, torna-se difícil projectar fisicamente o circuito para que o atraso de cada baixada (atraso do bloco C_k adicionado do atraso das ligações) seja idêntico. É preferível assim ter explicitamente em conta o atraso das ligações no cálculo do valor do atraso entre baixadas.

A segunda tem já a ver com o dimensionamento dos compensadores. O atraso entre baixadas é agora dado por $\tau_a + \tau_b$ (assumindo que o atraso do bloco multiplicador é idêntico para todos os blocos). Esta é uma vantagem importante já que simplifica a implementação dos blocos de atraso e potencia assim a redução da área ocupada sem prejuízo do

desempenho. A resposta impulsional e a correspondente função de transferência da estrutura da Figura 39 são dadas por:

$$h_{FFE}(t) = \sum_{k=1}^N C_k \delta[t - (k-1)\tau]$$

$$H_{FFE}(\omega) = \sum_{k=1}^N C_k \exp[-j\omega(k-1)\tau] \quad \text{com} \quad \tau = \tau_a + \tau_b$$

(E 45)

em que se assume que o atraso dos blocos multiplicativos C_k é idêntico para todos os blocos e $N-1$ é a ordem do filtro. Como será abordado com maior detalhe mais adiante neste trabalho, esta disposição em cascata apresenta características que a tornam favorável para a implementação de circuitos (filtros e amplificadores por exemplo) para microondas.

3.4.1.2 FFE como compensador de dispersão em canal óptico

A distorção causada pelo canal pode ser compensada por um sistema em cascata com esse canal e cuja função de transferência seja o inverso da função de transferência do canal. O tipo de compensadores lineares e com resposta impulsional finita (RIF) estudado, apenas pode aproximar essa função inversa do canal já que N na expressão (E 45) será por definição de filtro RIF um valor finito. Para os sistemas ópticos com modulação em intensidade e detecção não-coerente estudados neste trabalho, o filtro RIF apresenta um bom desempenho como compensador de distorção resultante do atraso de grupo diferencial no canal óptico (i. e. dispersão de polarização (PMD) de primeira ordem) ainda que este tipo de dispersão se caracterize por um nulo na resposta em frequência como será discutido mais à frente.

Já relativamente à dispersão cromática, a eficiência do compensador no tipo de sistemas referido é limitada em resultado do processo não-linear de detecção. No entanto, considerando técnicas de modulação óptica avançadas, a eficiência deste tipo de compensador pode ser razoavelmente melhorada, tal como é apresentado no Capítulo 4 deste trabalho.

Dependendo do valor considerado para o atraso entre baixadas τ o compensador é designado por síncrono se $\tau = 1/B$ ou com espaçamento fraccional se $\tau < 1/B$, em que B é a taxa de transmissão. Para o mesmo número de baixadas N , o aumento de τ permite

sintetizar uma resposta impulsional mais alargada mas reduz o controlo sobre a forma dessa resposta. Isto traduz-se em maior capacidade de compensação da dispersão mas também maior dificuldade na optimização do compensador e maior exigência sobre o algoritmo de optimização.

O erro de aproximação entre a resposta do compensador RIF e a resposta alvo pode ser minimizado aumentando a ordem $N-1$ do compensador. No entanto, a complexidade de projecto de compensadores analógicos com elevado número de baixadas rapidamente torna impraticável a sua implementação para aplicações com sinais com frequências na zona de microondas (por exemplo por questões de perdas por inserção). Por outro lado, sendo a resposta em frequência do compensador periódica com período $1/\tau$, o critério de Nyquist estabelece que o período de amostragem máximo por forma a que o compensador não cause sobreposição das respostas imagem (“*aliasing*”) deve ser inferior a metade do período correspondente à componente espectral de maior frequência do sinal a compensar. O efeito do “*aliasing*” faz-se notar na forma de IES causando degradação no desempenho do sistema.

Nos receptores para sistemas ópticos o compensador é tipicamente precedido de uma etapa amplificadora cuja largura de banda é dimensionada por forma a otimizar a RSR eléctrica do sinal amplificado pelo que o atraso máximo entre as baixadas do compensador pode ser calculado tendo esse valor do limite superior da largura de banda como referência.

Uma questão adicional tem a ver com o desempenho do compensador relativamente ao ruído. Para maior valor de τ , as respostas imagem ficam mais próximas pelo que, as componentes de maior frequência do espectro da primeira imagem mais próxima da banda base, poderão ocorrer numa gama em que o compensador apresenta ganho. Ainda que não se verifique *aliasing* o compensador tenderá assim a amplificar ruído de alta-frequência. Os filtros com espaçamento fraccional, nos quais tipicamente $\tau = 1/(2B)$ são pois considerados menos ruidosos [47, 49]. Resultados publicados comparativos de desempenho de compensadores síncronos e com espaçamento fraccional com idêntica ordem em sistemas com modulação em intensidade, codificação NRZ e detecção directa (NRZ-IMDD), mostram um desempenho ligeiramente superior para o caso do compensador fraccional [50, 51].

3.4.2 Compensadores do tipo DFE

3.4.2.1 Topologia

Os compensadores do tipo DFE (*Decision Feedback Equalizers*) são baseados em filtros recursivos nos quais se faz uso de informação relativamente a bits previamente detectados para ajustar o limiar (de decisão) do bloco de decisão de forma a otimizar um parâmetro de medida da qualidade do sinal compensado (por ex. factor de qualidade, BER). Este processo não-linear permite aumentar “artificialmente” a diferença entre os níveis “1” e “0” na entrada do bloco de decisão, pelo que este tipo de compensadores supera o desempenho dos compensadores lineares em casos de distorção severa em que o diagrama de olho do sinal pode mesmo estar totalmente fechado em resultado da IES. Em [52, 53] o princípio de funcionamento dos compensadores DFE em receptores para sistemas ópticos afectados de distorção é apresentado detalhadamente, a par de possíveis implementações simples.

A Figura 40 apresenta a topologia simplificada de um compensador não-linear DFE no qual símbolos do sinal detectado na saída em diferentes instantes anteriores são considerados no calculo do valor do limiar de decisão do comparador.

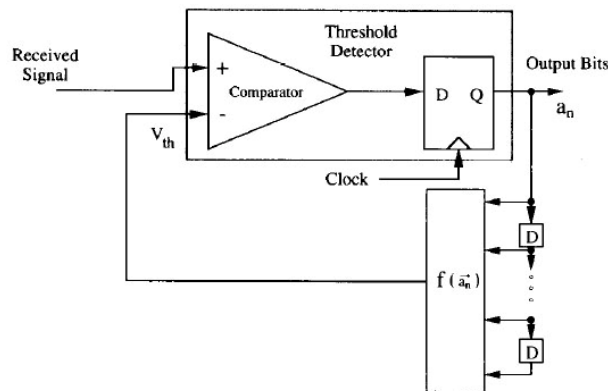


Figura 40 – Reprodução da topologia genérica de um compensador não-linear DFE, apresentado em [53].

Do ponto de vista da sua implementação este tipo de compensadores é substancialmente mais complexo de projectar comparativamente com os compensadores lineares. O primeiro desafio tem a ver com o se tratar de uma topologia re-alimentada, pelo que as condições de estabilidade devem ser estudadas com particular cuidado. O comparador e o flip-flop apresentam de igual modo dificuldades de implementação já que são circuitos com curva

característica não-linear, de uma forma geral mais complexos do que os circuitos lineares usados nas baixadas dos filtros FFE.

3.4.2.2 DFE como compensador de dispersão em canal óptico

A utilização de compensadores não-lineares permite obter maior eficiência de compensação da distorção com origem na dispersão de polarização comparativamente com os compensadores lineares, como é demonstrado em [54]. Considerando o atraso de grupo diferencial (equivalente à dispersão de polarização estacionária de primeira ordem), este caracteriza-se por um nulo na função de transferência do sistema (canal e receptor) tanto mais pronunciado quanto mais próximo de 0.5 for o factor de divisão de potência óptica pelos dois estados principais de polarização, designado por γ . Este assunto será abordado com maior detalhe no capítulo 4. O compensador linear tende a aproximar uma função do tipo passa-alto na gama de frequência próxima deste nulo mas não o compensa totalmente [55].

3.4.2.3 Compensador FFE+DFE

De [54] verifica-se que o limite de compensação de DGD conseguido com um FFE para o caso de um sistema a 40Gbps é de 25ps para $\gamma=0.5$ e que este valor não aumenta significativamente em função do aumento do número de baixadas do FFE. Porém, de acordo com os resultados apresentados, a inclusão em série com o FFE de um DFE simples (a implementação mais simples que analisa apenas um bit na saída) é suficiente para aumentar a capacidade de compensação em um factor de dois.

Em [56] resultados experimentais mostram uma diferença inferior a 1dB na sensibilidade de um receptor para $PE=1 \times 10^{-9}$, para um sistema a 10Gbps (NRZ-IMDD) afectado de 70ps (0.7T) de DGD ($\gamma=0.5$), quando se considera um compensador FFE de 8 baixadas (55ps atraso entre baixadas) em cascata com um compensador DFE de 1 bit comparativamente com considerar apenas o compensador FFE. Esta diferença aumenta no entanto para 6dB para valores de DGD de 90ps (0.9T).

No caso de sistemas com modulação em intensidade e com detecção directa de intensidade (IMDD) vulgares, o efeito da dispersão cromática no canal caracteriza-se de igual modo por uma característica de distorção não-linear, como será demonstrado no

capítulo 4, cujo resultado para elevado valor de dispersão cromática é semelhante ao esperado para a DGD (com nulos na banda de passagem para elevado valor de dispersão). Será pois de antecipar que os compensadores DFE permitam melhorar o desempenho também para este caso. Em [57] resultados experimentais para um sistema a 10Gbps (NRZ-IMDD) mostram, após propagação ao longo de 115km de FOMMC, uma diferença inferior a 1dB na RSRO necessária para se ter $PE=1e^{-9}$ quando se considera um receptor com um compensador FFE de 5 baixadas (50ps atraso entre baixadas) em cascata com um compensador DFE de 2 bit (2 atrasos), comparativamente com considerar apenas o compensador FFE. No entanto a mesma diferença sobe para 6dB após propagação ao longo de 140km de FOMMC. Os autores defendem que um compensador constituído por um FFE de 5 baixadas em cascata com um compensador DFE de 1 bit é uma solução óptima considerando os dois critérios desempenho/complexidade. Funcionalmente esta solução corresponde a usar o compensador FFE para reduzir o tempo de subida do sinal (adaptação pré-cursor) e o compensador DFE para reduzir o tempo de descida do sinal (adaptação pós-cursor) [56].

3.4.3 Fundamentação da topologia adoptada

Da discussão anterior ressalta que uma topologia razoável tendo em conta o compromisso complexidade/de desempenho seria constituída por um bloco FFE em série com um bloco DFE de 1 bit. Este trabalho focou o desenvolvimento e implementação do bloco FFE.

Em sistemas com detecção coerente ou, alternativamente, em sistemas com modulação em banda lateral única com detecção de intensidade, a informação de fase do sinal óptico após propagação no canal está presente de forma quase inalterada no sinal eléctrico pós-deteção. Sendo o resultado da dispersão cromática uma variação linear do atraso de grupo em função da frequência dada por:

$$GD = -\frac{d\psi_{(\omega)}}{d\omega} = \omega\beta L$$

(E 46)

em que $\psi(\omega)$ representa a função que expressa a dependência da fase do canal óptico (considerado um troço de fibra óptica) com a frequência ω , L é o comprimento do troço de fibra e β é uma constante que representa a dispersão da fibra. Considerando um filtro RIF, com função de transferência $H(e^{j\omega})$ o problema da correcção da variação do atraso de grupo passa pela minimização das expressões seguintes [58]:

$$\begin{aligned} & \left\| H(e^{j\omega}) - 1 \right\| \\ & \left\| \frac{d}{d\omega} \arg(H(e^{j\omega})) - GD \right\| \end{aligned} \quad (\text{E 47})$$

em que $\|\cdot\|$ é a norma de Chebyshev¹. As expressões anteriores são assim funções não-lineares dos coeficientes do filtro pelo que o processo de minimização é um processo não-linear [59] que passa por optimização iterativa com recurso a algoritmos de optimização multi-variável. Apesar da dificuldade de optimização, é comum na literatura a consideração de filtros RIF em questões que envolvam equalização em sistemas de comunicações [60] e não só, por serem mais simples de implementar e estáveis, em particular em sistemas que operam a frequências na gama das microondas.

3.5 Estruturas dos compensadores desenvolvidos para 10Gbps e 40Gbps

3.5.1 Filtros transversais para microondas - referência histórica

A primeira referência a filtros distribuídos transversais para a gama de microondas baseados em transístores do tipo MESFET é da autoria de Jutzi e data dos anos 70 [61]. Rauscher [48] descreve exaustivamente técnicas de projecto de filtros transversais e recursivos para microondas, implementados na forma de circuitos distribuídos mas ainda com recurso a transístores discretos. Em 1989 Schindler [62] publica resultados experimentais de um filtro transversal passa-banda implementado em tecnologia monolítica.

¹ A norma de Chebyshev é definida como $\|f\| = \max\{|f(x)| : x \in \text{domínio de } f\}$

Posteriormente várias propostas foram publicadas detalhando resultados experimentais de compensadores distribuídos para microondas que diferem fundamentalmente no grau de complexidade dos blocos de ganho variável que implementam os coeficientes, podendo estes ser baseados na configuração *cascade* [63], apenas em um transistor [64] ou na célula de Gilbert [65].

Neste trabalho serão consideradas detalhadamente a configuração *cascade* [66] e a configuração baseada na célula de Gilbert [67].

3.5.2 Estrutura do circuito do compensador para 10Gbps

O compensador para 10Gbps foi projectado de acordo com a estrutura representada pela Figura 41. Uma estrutura semelhante foi apresentada em [47] como forma de obter um compensador com coeficientes negativos sendo os blocos C_n constituídos por transístores.

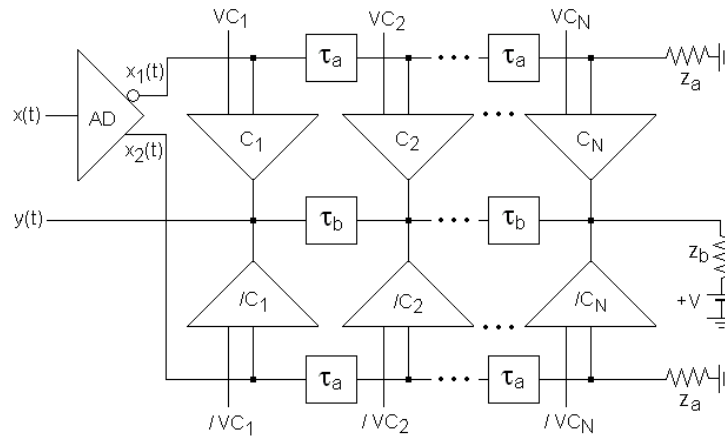


Figura 41 – Estrutura do compensador desenvolvido para compensação da dispersão em sistemas a 10 Gb/s. AD – amplificador diferencial, Z_a e Z_b são impedâncias de adaptação, $VC_1.. VC_N$, e $/VC_1 .. /VC_N$ são tensões de controlo do valor dos coeficientes do compensador. $N=5$.

Na estrutura da Figura 41 os blocos que implementam os coeficientes de ganho do compensador $C_1..C_N$ e $/C_1../C_N$ foram implementados com circuitos compostos por dois transístores na configuração *cascade*. Esta configuração simples, que será discutida em pormenor mais à frente, apresenta a desvantagem de apenas permitir implementar um andar de ganho variável inversor. De forma a não limitar á partida a gama de funções de transferência sintetizáveis é desejável que o compensador permita coeficientes com sinal

arbitrário. Isto é conseguido com a duplicação da estrutura transversal, mantendo comum o ponto de soma de corrente de saída e com a inclusão de um bloco diferencial inicial (bloco AD) que produz duas réplicas complementares do sinal de entrada $x(t)$: $x_1(t)$ e $x_2(t)$. O compensador funciona pela soma das contribuições pesadas de $x_1(t)$ e $x_2(t)$ dependendo das tensões de controlo $VC_1..VC_N$ e $/VC_1../VC_N$. O bloco AD também tem funcionalidades adicionais que serão abordadas em detalhe .

O circuito do compensador foi implementado numa topologia distribuída, por duas razões fundamentais. A primeira razão foi a de que a topologia distribuída permite o projecto de circuitos com maior largura de banda em resultado de “isolar” a capacidade parasita dos sucessivos blocos em cascata que implementam os coeficientes, evitando que estas actuem como carga da etapa anterior. O objectivo neste caso é semelhante ao que foi já mencionado no capítulo 2 no ponto 2.4.4.5 a respeito da utilização de malhas de compensação passivas entre estágios em amplificadores de transimpedância. A segunda razão foi a de que o atraso inerente a esta malha de compensação permite, de uma forma simples, implementar os blocos de atraso entre baixadas sucessivas.

Além destas existem outras vantagens mais específicas desta estrutura. Em particular a maior simplicidade de projecto dos blocos (amplificadores de ganho variável) que implementam os coeficientes o que permite um melhor desempenho eléctrico comparativamente com a célula de Gilbert, como será demonstrado mais adiante. A eficiência de consumo de potência é também uma vantagem uma vez que apenas metade do total de blocos de ganho variável e o bloco AD estão activos em cada instante pois dependendo do sinal do factor multiplicativo, um dos blocos C_x ou $/C_x$ está ao corte. Também o ruído é minimizado com esta estratégia.

A grande desvantagem é claramente o custo de fabrico em consequência da maior área necessária à implementação do circuito.

3.5.3 Estrutura do circuito do compensador para 40Gbps

O compensador para 40Gbps é estruturalmente mais simples comparativamente com o anterior, em resultado de ter sido considerado para os blocos que implementam os

coeficientes de ganho c_n do compensador, um circuito baseado na célula de Gilbert. A estrutura do compensador é representada na Figura 42.

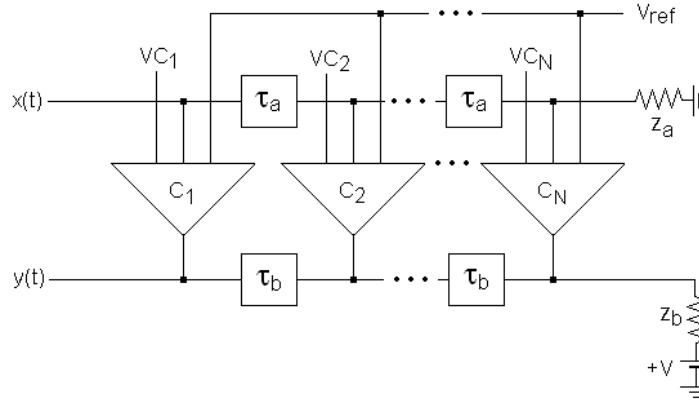


Figura 42 - Estrutura do compensador desenvolvido para compensação da dispersão em sistemas a 40 Gb/s. Z_a e Z_b são impedâncias de adaptação, $VC_1.. VC_N$ e V_{ref} , são tensões de controlo do valor dos coeficientes do compensador. $N=5$.

A célula de Gilbert, sendo um circuito multiplicador de quatro quadrantes permite assim, com um mesmo bloco, implementar os coeficientes de ganho positivos ou negativos do filtro. Este circuito será discutido com maior detalhe mais à frente. A tensão de controlo adicional V_{ref} é uma tensão de referência sendo que a diferença entre esta tensão e as tensões de controlo VC_x determina a amplitude e o sinal dos coeficientes de ganho. Tal como para o caso anterior e pelas mesmas razões, também este compensador foi implementado com recurso a técnicas de projecto de circuitos distribuídos.

3.5.4 Considerações sobre projecto de circuitos distribuídos

Para aplicações em que a frequência máxima dos sinais se aproxima da frequência de ganho unitário dos elementos activos e à medida que se reduz o ganho de cada andar para um valor próximo da unidade para aumentar a largura de banda, rapidamente se torna ineficiente atingir um dado valor de ganho total muito maior que um à custa da tradicional cascata de sucessivas etapas. O elevado número de etapas necessário para se obter ganho elevado, resultaria num conjunto de factores negativos adicionais: degradação da figura de ruído, maior consumo de potência e maior custo.

Em contrapartida, a filosofia dos circuitos distribuídos baseia-se na soma pesada da contribuição de vários estágios e não no produto da contribuição de cada estágio. Num amplificador sem perdas, é geralmente possível cumprir as especificações de ganho e largura de banda desde que os dispositivos activos apresentem ganho no limite superior da largura de banda pretendida (que deve ser inferior a $<f_{\max}$), à custa da soma da contribuição de tantos estágios quantos necessários. A Figura 43 apresenta o esquema e o modelo equivalente de um amplificador distribuído.

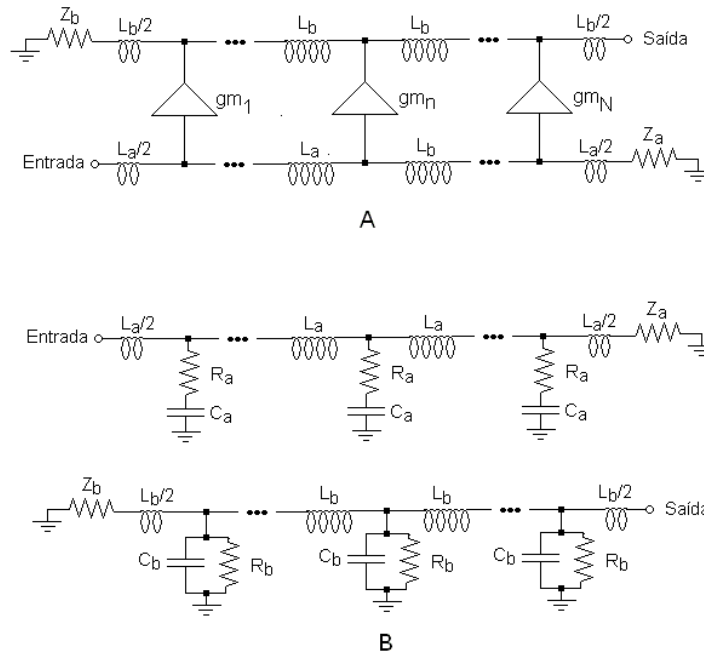


Figura 43 – A - representação esquemática de um amplificador distribuído em que os andares de ganho são células de transcondutância, B - circuito equivalente simplificado para o caso particular de células de ganho constituídas por transístores FET.

Na representação equivalente considerou-se que os blocos gm_n são compostos por apenas um transistor simples. Mesmo blocos mais complexos tipicamente usados em amplificadores distribuídos, como o *cascade* ou o amplificador diferencial, podem ser reduzidos a esta representação “T” equivalente. As malhas da Figura 43-B constituem circuitos em cascata (“*ladder*”) que aproximam o modelo equivalente de uma linha de transmissão sendo designados por linhas de transmissão artificiais (LTA).

As impedâncias características de entrada e saída das LTA são dadas respectivamente por [68]:

$$Z_{0a}(\omega) \cong \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{ca}}\right)^2\right]} \quad Z_{0b}(\omega) \cong \sqrt{\frac{L_b}{C_b}} \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cb}}\right)^2\right]} \quad (\text{E 48})$$

em que $\omega_{ca} = \frac{2}{\sqrt{L_a C_a}}$ e $\omega_{cb} = \frac{2}{\sqrt{L_b C_b}}$ representam a frequência de corte das LTA de entrada e saída, respectivamente. As expressões (E 48) não incluem os elementos R_a e R_b . A sua inclusão altera as expressões anteriores e torna a impedância característica complexa. No entanto o seu efeito é reduzido para $\omega_b \ll \omega \ll \omega_a$ com $\omega_b = \frac{1}{R_b C_b}$ e $\omega_a = \frac{1}{R_a C_a}$, isto é, é desejável que o bloco de ganho apresente R_a reduzido e R_b elevado.

A dependência da impedância característica com a frequência degrada a adaptação do circuito pelo que as LTA de entrada e saída devem ser projectadas com frequência de corte ω_c suficientemente elevada de forma a apresentarem boa adaptação em toda a largura de banda de funcionamento do circuito. Para que a amplitude dos parâmetros S de reflexão nos portos de entrada/saída seja inferior a -10dB (limite superior usualmente considerado como boa adaptação) a relação ω/ω_c , para a linha sem perdas (elementos dissipativos), deve ser inferior a 0.85, tal como é também referido em [8]. Considerando as perdas este valor é reduzido.

A constante de propagação por secção “T” elementar para as duas LTA é dada por $\gamma = \alpha + j\beta$ em que o factor de atenuação α é dado pelas expressões [69]:

$$\alpha_a = \frac{\frac{\omega_{ca}}{\omega_a} \left(\frac{\omega}{\omega_{ca}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{\omega_{ca}}{\omega_a}\right)^2\right) \left(\frac{\omega}{\omega_{ca}}\right)^2}} \quad \alpha_b = \frac{\frac{\omega_b}{\omega_{cb}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cb}}\right)^2}} \quad (\text{E 49})$$

A análise das expressões anteriores mostra que para $\omega \ll \omega_{cb}$ α_b é aproximadamente constante enquanto que, para $\omega \ll \omega_{ca}$, α_a varia aproximadamente com ω^2 , pelo que a LTA de entrada degrada mais fortemente o sinal na banda de passagem. O resultado é que para frequências mais elevadas é menor o sinal que atinge as etapas de ganho gm_n a gm_N , mais afastadas do gerador, o que reduz o ganho do amplificador e limita N. Em [70] é abordado o projecto de um amplificador distribuído em que gm_n é um transístor simples e em que as perdas na linha de entrada foram reduzidas pela inclusão de uma capacidade em série com o terminal da porta.

O ganho para a saída, é dado por [68, 69, 71, 72, 73]:

$$Av = - \frac{g_n \sqrt{Z_{0a} Z_{0b}}}{2 \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{ca}}\right)^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cb}}\right)^2}} \exp\left(-N \frac{\alpha_a + \alpha_b}{2}\right) \frac{\sinh\left(N \frac{\alpha_a - \alpha_b}{2}\right)}{\sinh\left(\frac{\alpha_a - \alpha_b}{2}\right)} \quad (\text{E } 50)$$

A expressão anterior revela que o ganho tende a aumentar à medida que ω tende para ω_c , pelo que as curvas da função de transferência no extremo da banda tendem a exibir sobrelevação na amplitude do ganho (“overshoot”) e não-linearidade de fase. As perdas nas linhas causadas por R_a e R_b contribuem para aumentar os factores de atenuação α_a e α_b para ω próximo de ω_a e ω_b , efeito que pode ser usado para uniformizar a resposta em amplitude e fase do amplificador, como é sugerido em [68] e demonstrado em [71]. R_a em particular, cujo termo está incluído no denominador de (E 50), tem forte influência no efeito de não uniformidade do ganho resultante do termo $1 - \omega/\omega_c$. α_a e α_b são particularmente importantes no caso dos compensadores distribuídos desenvolvidos nesta tese, nos quais a resposta em fase é relevante na compensação da distorção de fase causada pela dispersão cromática. O atraso por secção LC é aproximado por:

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \sqrt{LC} \quad (\text{E } 51)$$

3.6 Detalhes do compensador para 10Gbps

3.6.1 Célula de ganho ajustável

3.6.1.1 Caracterização funcional

O compensador para 10 Gb/s foi implementado com base numa configuração distribuída em que se considerou para as células de ganho ajustáveis um circuito *cascade*. Esta é uma das estruturas mais simples para implementar um andar de ganho ajustável. A estrutura *cascade* e o seu princípio de funcionamento estão representados na Figura 44.

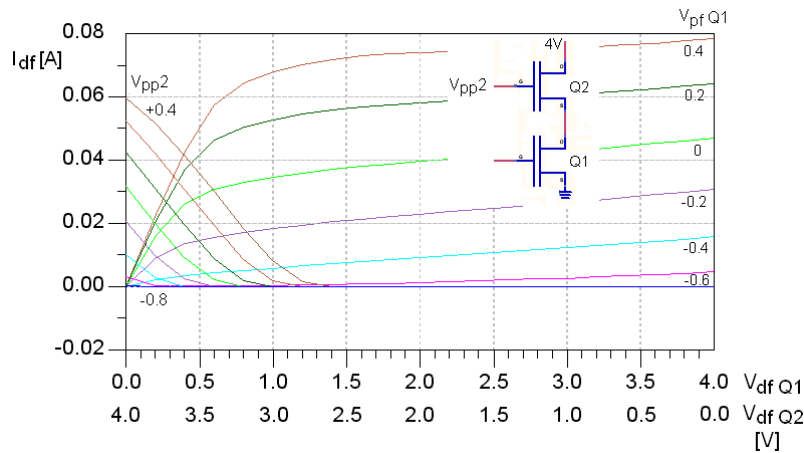


Figura 44 – Característica corrente/tensão dreno-fonte em função da tensão V_{pf} do transistor Q1 e da tensão de controlo (V_{pp2}) do transistor Q2.

O transistor Q1 está polarizado numa configuração em fonte comum (FC) e é mantido na zona linear (zona tríodo) pela tensão de controlo V_{pp2} de tal forma que a tensão dreno-fonte de Q1 (V_{dfQ1}) é inferior a 0.9V. O objectivo é aproveitar a forte dependência da transcondutância de Q1 na zona linear em função da tensão porta-fonte V_{pf} . O transistor Q2 está polarizado numa configuração porta-comum (PC). A corrente I_{df} é comum a Q1 e Q2 pelo que o ponto de funcionamento corresponde ao ponto de intersecção das curvas de Q1 e Q2. As curvas à esquerda da Figura 44 definem a região útil de variação da tensão de controlo, -0.8 a +0.4V para o circuito implementado.

Como exemplo do princípio de funcionamento, considere-se que V_{pf} de Q1 é uma tensão DC de 0V somada de um sinal sinusoidal com amplitude 0.2V. Para $V_{pp2}=0.4V$ I_{df} varia aproximadamente 30mA em resultado de V_{pf} , enquanto que para $V_{pp2}=-0.4V$ I_{df} varia aproximadamente 15mA. A Figura 45 apresenta a curva da dependência do ganho do

cascode implementado no compensador para 10Gbps em função da tensão de controlo, para baixa frequência (1GHz).

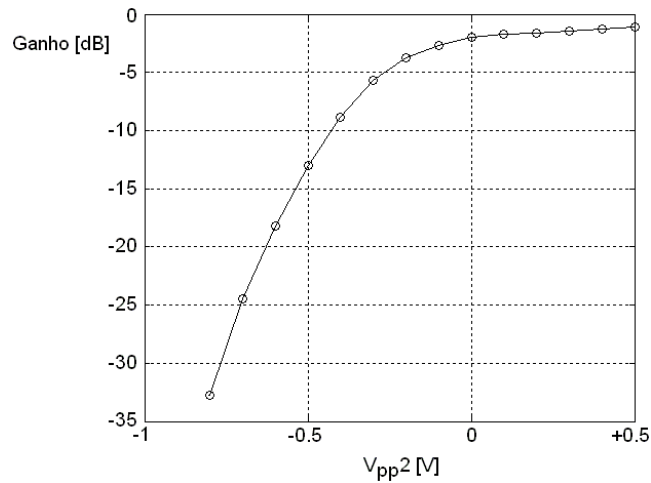


Figura 45 – Ganho de tensão do circuito *cascode* implementado, em função da tensão de controlo.

A gama dinâmica é de aproximadamente 30dB para uma gama de tensão de controlo de 0.8V. Note-se que é possível polarizar o *cascode* ao corte, com corrente $I_{df} \approx 0$, o que oferece importantes vantagens nomeadamente a redução do ruído e da potência consumida pelo circuito. A desvantagem é que sendo Q1 polarizado na região tríodo, a forte dependência de I_{df} com a tensão dreno-fonte de Q1 ($V_{df}Q1$) introduz uma característica não-linear na função de transferência do *cascode*, que se traduz na saturação do ganho de transcondutância com o aumento da amplitude do sinal de entrada [74]. Isto é um factor limitativo pois como o ganho do compensador é próximo de 1, a optimização da figura de ruído do receptor requer uma etapa de amplificação eléctrica antes do compensador o que implica que o compensador terá de processar sinais de razoável amplitude (centenas de milivolts).

Para uma distorção reduzida ou moderada é de esperar que o compensador apresente uma célula no seu ganho máximo, com Q1 polarizado próximo da zona de saturação, e as restantes células com ganho reduzido. Sendo o compensador ajustável, o efeito da não-linearidade no sinal compensado não será um factor limitativo do desempenho do circuito pois poderá ser parcialmente mitigado pelo próprio compensador.

3.6.1.2 Caracterização para pequeno sinal

Cada célula *cascade* do compensador funciona como um amplificador ajustável, amostrando um sinal em tensão da LTA de entrada e contribuindo com um sinal em corrente para a LTA de saída, como é ilustrado pela Figura 46.

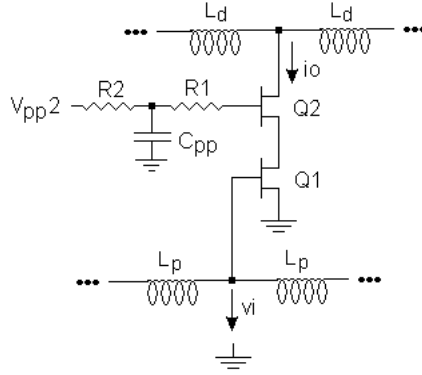


Figura 46 – Esquema do circuito da célula com ganho ajustável *cascade*.

Para calcular o ganho do *cascade* foi considerado o modelo do transistor da Figura 5 onde, por uma questão de simplificação dos resultados, não foram consideradas as resistências R_i , R_p , R_d e R_f . A transcondutância é então dada por

$$Gm_{cascode} = \frac{Gm_1 - j\omega C_p d_1}{1 + \frac{Ydf_{Q1} - j\omega C_p d_1}{Yf_{Q2}}} \left[1 - \frac{1}{Yf_{Q2} \left(Z_{pp2} + \frac{1}{j\omega C_{pf2}} \right)} \right] \quad (\text{E } 52)$$

em que $Ydf_{Q1} = j\omega Cdf_1 + 1/Rdf_1$, Z_{pp2} é a impedância do circuito associado ao terminal da tensão de controlo V_{pp2} visto da porta de Q2 dada por $R1 + (j\omega C_{pp} + 1/R2)^{-1}$, e o termo Yf_{Q2} representa a admitância equivalente olhando para a fonte da configuração PC formada por Q2 que é dada pela expressão:

$$Yf_{Q2} = \frac{1}{Z_L + Zdf_{Q2}} + \frac{1}{Z_{pp2} + \frac{1}{j\omega C_{pf2}}} + \frac{Gm_2}{j\omega C_{pf2} \left(Z_{pp2} + \frac{1}{j\omega C_{pf2}} \right)} \left(1 - \frac{Z_L}{Z_L + Zdf_{Q2}} \right) \quad (\text{E } 53)$$

onde Z_L é a impedância de carga vista pelo dreno de Q2 que será a impedância característica da LTA de saída. A maximização da transcondutância da célula passa por maximizar a transcondutância de Q1 e o termo Yf_{Q2} , o que neste último caso equivale a reduzir Z_{pp2} . Há vantagens em que a dimensão de Q2 seja maior do que a de Q1, como relata Curtice na sua análise de um transistor com duas portas [75], e como pode ser comprovado explicitando os termos nas expressões anteriores em função da largura dos transístores W_{Q1} e W_{Q2} . Simplificando as expressões, fazendo $Z_{pp2} = 0$:

$$Gm_{cascode} \cong \begin{cases} Gm_{01} W_{Q1} \left(1 - \frac{j\omega C_{pf0_2}}{j\omega C_{pf0_2} + Gm_{02}} \right) & \text{para } W_{Q2} \gg W_{Q1} \\ \frac{Gm_{01}}{Ydf_{Q2}} \left(1 - \frac{j\omega C_{pf0_2}}{j\omega C_{pf0_2} + Gm_{02}} \right) & \text{para } W_{Q1} \gg W_{Q2} \end{cases} \quad (\text{E 54})$$

Em [76] é sugerida a inclusão de um bloco de adaptação entre o dreno de Q1 e a fonte de Q2 como forma de aumentar o ganho do *cascode*. O bloco é constituído por uma indutância cuja função é criar uma malha LC com efeito semelhante ao que foi já abordado anteriormente no Capítulo 2 a propósito do andar de entrada do amplificador de transimpedância, aproveitando o facto de Yf_{Q2} ter característica capacitiva. Na referência [77] este ponto é usado para incluir as linhas de atraso que proporcionam sincronismo de fase entre os sinais provenientes dos vários andares de ganho num amplificador distribuído, com aumento de eficiência comparando com a topologia comum em que o mesmo é feito na LTA de dreno.

A configuração *cascode* apresenta ainda duas importantes vantagens adicionais. Uma é o bom isolamento entre a entrada e a saída, importante para que o compensador apresente característica de ganho unilateral. Outra é a redução da capacidade de Miller resultante de Cdf_{Q1} o que permite dimensionar a LTA de entrada com maior largura de banda, sendo neste último caso importante manter Z_{pp2} com um valor reduzido. As dimensões de Q1 e Q2 vão no entanto ser limitadas pela impedância característica e frequência de corte das LTAs, das quais Q1 e Q2 farão parte.

Uma característica da configuração *cascode*, com particular importância para aplicações em circuitos distribuídos na zona de microondas, é a característica da impedância de saída no dreno de Q2 que pode apresentar parte real negativa [69]. Isto é particularmente interessante porque o termo real negativo pode ser aproveitado para aumentar de uma forma artificial o valor de R_b , contribuindo para reduzir o efeito de α_b (expressão (E 49)). A expressão da impedância de saída do *cascode* (dreno de Q2) é dada por [69]:

$$Z_{dd_{Q2}} = \frac{R_{df_2}}{1 + j\omega C_{df_2} R_{df_2}} \left[1 + \frac{G_{m_2} Z_{d_{Q1}}}{1 + j\omega C_{pf_2} (Z_{d_{Q1}} + Z_{pp_2})} \right] + \frac{Z_{d_{Q1}} (1 + j\omega C_{pf_2} Z_{pp_2})}{1 + j\omega C_{pf_2} (Z_{d_{Q1}} + Z_{pp_2})} \quad (\text{E 55})$$

Fazendo uma análise desta expressão para dois casos distintos, $\omega \approx 0$ e $Z_{d_{Q1}} \approx \infty$, tal como proposto por [69], é possível tirar conclusões quanto à dependência da impedância de saída do *cascode*:

$$\begin{aligned} Z_{dd_{Q2}} &\approx R_{df_2} (1 + G_{m_2} R_{df_1}) + R_{df_1} \quad \Big|_{\omega \approx 0} \\ RE\{Z_{dd_{Q2}}\} &\approx \frac{R_{df_{20}}}{W_{Q2} [1 + \omega^2 (C_{df_{20}} R_{df_{20}})^2]} - \frac{G_{m_{20}} C_{df_{20}} R_{df_{20}}^2}{W_{Q2} [C_{pf_{20}} (1 + \omega^2 C_{df_{20}}^2 R_{df_{20}}^2)]} \\ &\quad + RE\{Z_{pp_2}\} \quad \Big|_{Z_{d_{Q1}} \approx \infty} \end{aligned} \quad (\text{E 56})$$

em que na expressão anterior para o caso $Z_{d_{Q1}} \approx \infty$ os termos foram expressos em função de W_{Q2} , a largura de Q2. Para baixa frequência a impedância é claramente positiva e dominada pelo termo $G_{m_2} R_{df_2} R_{df_1}$ sendo esta resistência de saída elevada uma das vantagens do circuito *cascode*. A aproximação $Z_{d_{Q1}} \approx \infty$ é uma aproximação relativamente grosseira para transístores HEMT que se caracterizam por apresentar R_{df} com valores baixos (ao contrário de tecnologias CMOS e BJT), no entanto a parte real da expressão obtida para a impedância de saída revela o termo responsável pela resistência negativa. A compensação do termo negativo é feita pela inclusão de uma resistência em série com a porta de Q2, pois a dependência dos dois primeiros termos com W_{Q2} é semelhante. Na

Figura 46 é este o propósito de R1 incluído em série com Cpp, estratégia conhecida em amplificadores distribuídos baseados na topologia *cascode* para muito alta-frequência [78]. R2, de elevado valor, foi incluído para anular o efeito de quaisquer componentes reactivos - indutâncias das ligações (*bonding*) e capacidades e indutâncias externas ao monólito.

Em [79] a inclusão de circuitos reactivos mais complexos nos portos do circuito *cascode* foi considerada como forma de otimizar o desempenho de um circuito *driver* para um modulador óptico.

3.6.2 Bloco de geração de sinais complementares

O bloco que gera as réplicas complementares $x_1(t)$ e $x_2(t)$ do sinal de entrada $x(t)$ está representado na Figura 47. A sua localização na estrutura do filtro é representada pelo bloco AD na Figura 41. Este é o bloco que permite ao circuito compensador sintetizar filtros com resposta impulsional finita com coeficientes negativos e positivos, tal como desejado para a aplicação como compensador.

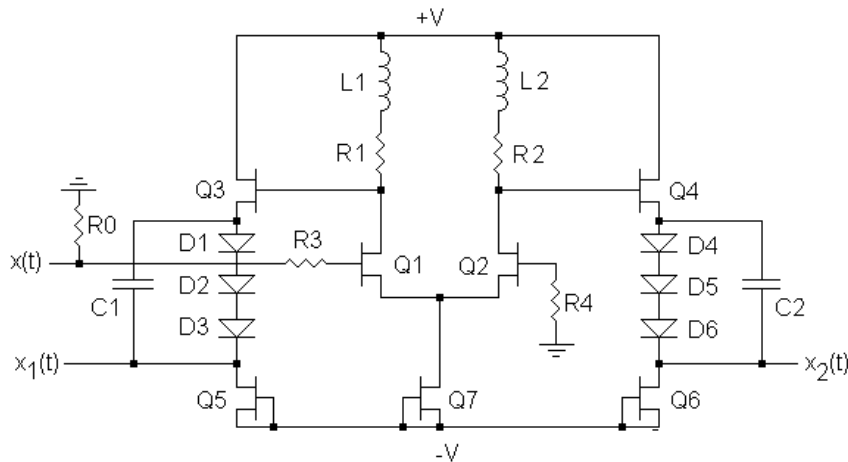


Figura 47 – Esquema do circuito do bloco que gera os sinais complementares $x_1(t)$ e $x_2(t)$ a partir do sinal de entrada $x(t)$.

3.6.2.1 Descrição funcional

O bloco é constituído por um amplificador diferencial (Q1, Q2 e Q7) com uma das entradas ligada á massa. Na outra entrada o sinal é aplicado a uma resistência R0, de valor 60Ohm, por forma a adaptar a entrada do circuito para o valor real normalizado de 50Ohm,

já que a impedância de entrada na porta de Q1 é dominada pela componente imaginária resultante da capacidade C_{gs1} .

Q3, Q4, Q5, Q6 e D1 a D6 têm como função ajustar o nível DC do sinal amplificado, por forma a polarizar as LTA de entrada da secção distribuída do compensador com o valor adequado de tensão porta-fonte, o qual maximiza o ganho de transcondutância dos transístores em fonte-comum das células de transcondutância *cascode*. Adicionalmente, os andares em dreno-comum (DC) Q3 e Q4 são dimensionados para que a sua impedância de saída seja próxima da impedância característica das LTA de entrada, proporcionando assim boa adaptação.

L1 e L2 foram incluídas com o intuito de aumentar a frequência do pólo nos drenos de Q1 e Q2, que de outra forma será o pólo dominante do circuito. Ainda que o decréscimo da condição de pólo dominante possa causar ocorrência de picos de sobrelevação (*overshoot*) na resposta em amplitude, tal pode ser benéfico para causar aumento de ganho deliberado no extremo da banda de passagem do circuito. Desta forma será possível compensar o aumento de atenuação no extremo da banda das LTA de entrada e saída (expressões (E 49)) e a atenuação das células *cascode*.

R3 e R4 foram incluídas à posteriori por razões de estabilidade, após se ter verificado na implementação da máscara do circuito que o efeito eléctrico das ligações nos terminais da porta de Q1 e Q2 causava degradação da resposta em frequência do circuito no extremo da banda.

3.6.2.2 Análise de pequeno sinal

O bloco da Figura 47 gera duas réplicas complementares do sinal de entrada $x(t)$. Os ganhos do circuito das saídas x_1 e x_2 para a entrada x são dados para $\omega=0$ por:

$$\begin{aligned}\frac{X_1(0)}{X(0)} &= \frac{-R_1 G_{m1} (G_{m2} + G_{df7})}{G_{m1} + G_{m2} + G_{df7}} A_{35} \\ \frac{X_2(0)}{X(0)} &= \frac{R_2 G_{m1} G_{m2}}{G_{m1} + G_{m2} + G_{df7}} A_{46}\end{aligned}$$

(E 57)

em que A_{35} e A_{46} representam os ganhos das etapas na configuração dreno-comum constituídas por Q3,Q5 e Q4,Q6 respectivamente, cuja expressão foi já calculada no Capítulo 2 - (E16). Por uma questão de simplificação das expressões foi considerada a aproximação $Gdf_1 = Gdf_2 \approx 0$ mantendo-se aqui a ressalva de que esta aproximação é em princípio relativamente grosseira para a tecnologia de GaAs usada. A razão dos sinais nas duas saídas:

$$\frac{X_2(0)}{X_1(0)} = -\frac{Gm_2 R_2}{(Gm_2 + Gdf_7) R_1}$$

(E 58)

mostra que o desvio do ideal da fonte de corrente implementada à custa de Q7, para esta tecnologia de GaAs em que Gdf não é desprezável, se traduz numa diferença de ganho entre as duas saídas x_1 e x_2 . Esta diferença não será crítica para a aplicação deste bloco no compensador, pois pode ser compensada actuando no ganho das baixadas da secção distribuída.

As indutâncias L_1 e L_2 podem ser aproximadas aproveitando a expressão (E 55) (em que $Z_{dQ1} = Z_{dsQ7}$) para calcular a impedância de saída nos drenos de Q1 ou Q2 cuja parte imaginária negativa (impedância de saída capacitiva) se pretende compensar pelo efeito da impedância de L_1 e L_2 . Dimensionando L_1 e L_2 por forma a obter o pico de amplitude de ganho à frequência ω tem-se:

$$L_{1,2} \cong \frac{C_{pf_{1,2}} Z_{ds_7}^2 Gm_{1,2} Rdf'_{1,2}}{1 + (\omega C_{pf_{1,2}} Z_{ds_7})^2}$$

(E 59)

em que $Rdf'_{1,2} = Rdf_{1,2} / (1 + (\omega C_{d_{1,2}} Rdf_{1,2})^2)$ sendo $C_{d_{1,2}}$ a capacidade equivalente nos drenos de Q1,Q2. A Figura 48 apresenta as curvas de parâmetros S obtidas por simulação para o circuito da Figura 47, em função das indutâncias L_1 e L_2 (consideradas iguais). Os valores e dimensões dos componentes são apresentados na Tabela 4.

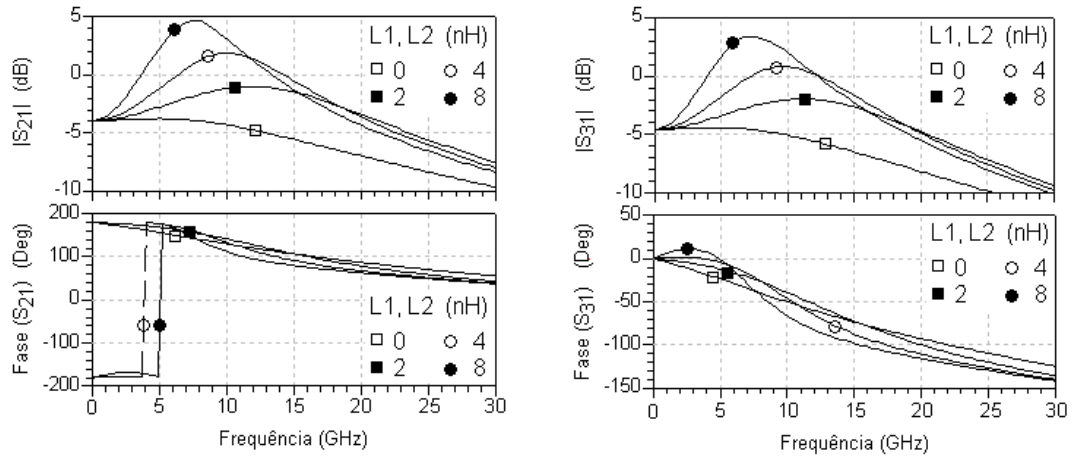


Figura 48 – Módulo e fase dos parâmetros S obtidos para o circuito da Figura 47.
 S_{21} – da entrada x para a saída x1, S_{31} – da entrada x para a saída x2.

Componente	Dimensão	Unidade
Q1..Q7	2×30	$N \times \mu m$
D1..D6	2×60	$N \times \mu m$
R1, R2	200	Ω
L1	1.3	nH
L2	1.0	nH
C1, C2	0.8	pF
R3, R4	30	Ω
R0	60	Ω

Tabela 4 – Valores e dimensões dos componentes na Figura 47.

Os valores de L1 e L2 implementados correspondem aos valores otimizados após o projecto da máscara em que se teve em conta a indutância em série com L1 e L2 resultante das pistas metálicas de ligação.

A admitância de saída, nos drenos de Q5 e Q6, é dada por:

$$Y_o = \left(\frac{1 + j\omega Z_{eq1} C_{pf3}}{Y_{df3}(1 + j\omega Z_{eq1} C_{pf3}) + G_{m3} + j\omega C_{pf3}} + \frac{3rd}{1 + j\omega 3rd C1} \right)^{-1} + G_{df5} + j\omega(C_{df5} + C_{pf5})$$

(E 60)

em que Z_{eq1} é a impedância equivalente no dreno de Q1 e rd é a resistência dos díodos D1 a D6. Como os sinais de saída deste bloco passam para as LTA das etapas distribuídas do compensador e as LTA são projectadas para exibirem impedância característica real na banda de interesse, é desejável que a parte real de Y_0 seja dominante. As dimensões de Q5 e Q6 devem ser reduzidas por forma a minimizar Gdf_5 , sendo a admitância dominada na zona inferior da banda de interesse dada pelo termo Gm_3 e podendo a adaptação deste bloco às LTA ser posteriormente optimizada pelo dimensionamento de Q3 (e corrente imposta por Q5).

3.6.3 Análise da estrutura distribuída do compensador

3.6.3.1 Contrapartidas no dimensionamento das secções distribuídas

Na secção 3.5.4 foi referido que numa linha de transmissão ideal, para que a amplitude do coeficiente de reflexão nos seus portos seja inferior a -10dB, a frequência de corte da linha f_c deve ser 1/0.85 superior à frequência máxima da largura de banda de interesse f_{maxLB} . Isto condiciona o valor do atraso máximo realizável por secção de linha:

$$\tau_{\max} = \frac{0.85}{\pi f_{\max LB}} \quad (\text{E 61})$$

Para $f_{maxLB} = 10\text{GHz}$ o atraso máximo por secção é de 27ps, aproximadamente metade do atraso alvo de 50ps. Ainda que na topologia transversal em cascata (“*Ladder*”) escolhida o atraso total entre baixadas resulte da soma do atraso nas LTA de porta e de dreno, o menor valor da capacidade equivalente, C_{eq} , no dreno contribui para limitar consideravelmente o valor do atraso entre baixadas consecutivas que é possível obter.

A capacidade $C_{eqLTAdreno}$ resultante do paralelo de dois circuitos *cascode* por baixada pode ser estimada, para efeitos de projecto das LTA, à custa da parte imaginária da expressão (E 55), pela expressão seguinte referente à Figura 46:

$$Cdd_{Q2} \cong \frac{1}{(\omega Z_{d_{Q1}})^2 Gm_2 Cpf_2 Rdf'_2} \quad (\text{E 62})$$

Para as dimensões típicas consideradas para Q1 e Q2 ($Q1=6\times 29\mu\text{m}$ e $Q2=4\times 29\mu\text{m}$) a capacidade equivalente vista no dreno do circuito *cascade*, na condição de ganho máximo, é da ordem de apenas 35fF. Assim, o atraso alvo de 50ps entre baixadas activas consecutivas dificilmente seria conseguido para um circuito com bom desempenho em termos de resposta em frequência, adaptação e linearidade de fase. A solução adoptada foi considerar um menor valor de atraso por secção de LTA, inserindo entre baixadas activas consecutivas uma secção intermédia passiva constituída por uma capacidade C_p e uma resistência R_p , como se ilustra na Figura 49.

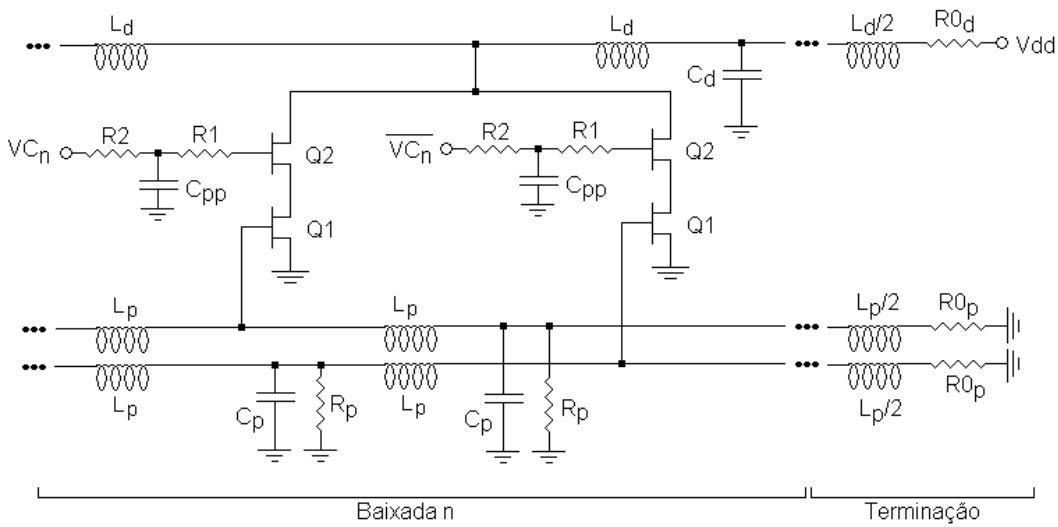


Figura 49 – Esquema do circuito de cada baixada do compensador para 10Gbps e elementos de terminação das LTA de porta e fonte.

As resistências R_p foram incluídas para melhorar a resposta em amplitude e fase do compensador no extremo da banda, como foi já mencionado em 3.6.2.1. Por uma questão de simplificação do circuito e de área de projecto da máscara disponível, todas as linhas de transmissão artificiais (LTA) foram terminadas de forma simples por uma secção composta por uma indutância de valor $L/2$ e por uma resistência de valor próximo do valor da impedância característica das LTA. A adaptação das linhas pode no entanto ser melhorada se entre estas e a carga de terminação for incluída uma secção m-derivada (*m-derived half-section*) [68, 70], como se apresenta na Figura 50. Este bloco tem a particularidade de exibir uma impedância característica mais uniforme na banda de passagem quando comparada com a do bloco LC simples que constitui as LTAs. Em [80] é apresentado um

circuito de um amplificador distribuído em que a LTA de saída é constituída por secções deste tipo. Outra possibilidade passa por incluir malhas activas que permitam ajustar o valor da impedância de carga de forma a otimizar a adaptação já com o circuito em funcionamento [81]. Estas malhas são usualmente baseadas em configurações em porta comum [82].

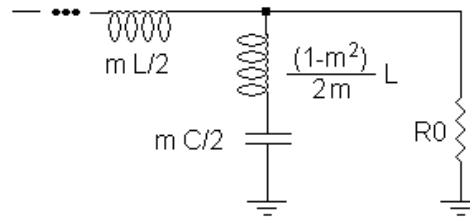


Figura 50 – Terminação melhorada com inclusão de uma secção passa-baixo do tipo m-derivada.

A capacidade equivalente vista da porta de Q1, que condiciona o projecto das LTA de porta, é dominada pela capacidade porta-fonte C_{pf} . O ganho do circuito *cascode* fica assim indirectamente condicionado pelo valor desta capacidade já que é fortemente proporcional a Gm_1 , pelo que a inclusão de secções intermédias passivas tem como contrapartida a redução do ganho possível por baixada.

3.6.3.2 Implementação de indutâncias como linhas micro fita de alta impedância

Por razões de optimização do espaço e menor acoplamento mútuo entre indutâncias consecutivas, as indutâncias L_p e L_d foram implementadas com recurso a secções de linha de transmissão de alta impedância do tipo microfita. Uma vantagem adicional resulta de o próprio atraso de propagação do sinal nestas linhas se somar ao atraso das secções LC das LTA resultantes contribuindo para atingir o elevado valor de atraso entre baixadas. A Tabela 5 apresenta os valores dos componentes da secção distribuída da Figura 49.

Componente	Valor	Unidade
L_p	550	pH
L_d	120	pH
C_p	220	fF
C_d	40	fF
R_p	600	Ω
R_{0p}	40	Ω
R_{0d}	50	Ω

Tabela 5 – Valores dos componentes da secção distribuída representada na Figura 49.

O comprimento da secção de linha microfita necessário para se ter uma dada indutância equivalente, é dado pela expressão [46]:

$$l = \frac{Lc}{Z_m \sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

(E 63)

em que Z_m é a impedância característica da linha e L é o valor de indutância. A Figura 51 apresenta resultados de simulação electromagnética de secções de linha microfita sobre substrato de GaAs com características idênticas às do circuito monolítico, em função da largura, obtidas com recurso à ferramenta de simulação Momentum®. A redução da largura da linha permite aumentar Z_m mas também aumenta as perdas e a dispersão, pelo que a largura da linha a usar não será o valor mínimo permitido pela tecnologia (4µm), mas um valor próximo de 20µm.

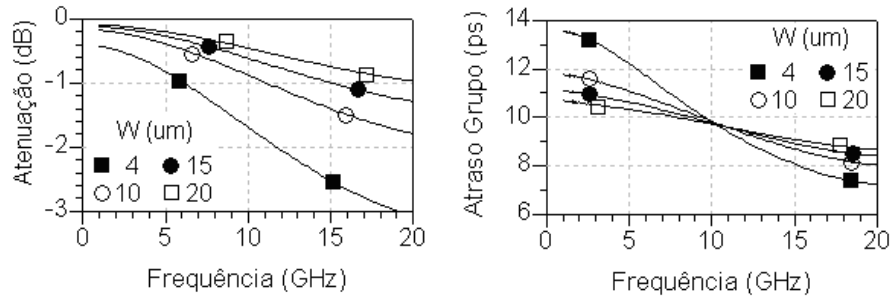


Figura 51 – Atenuação e atraso de grupo em função da largura para linhas de transmissão do tipo microfita com comprimento 1000 µm sobre substrato GaAs. Restantes parâmetros substrato: $\epsilon_r=12.9$, $H=100\mu\text{m}$, $\tan\delta=0.001$, $\sigma=4.1\times 10^7\text{S/m}$.

Para implementar as indutâncias de 550nH foram usados troços de linha com 900µm de comprimento e 19µm de largura; para as indutâncias de 120nH da linha de dreno foram usados troços de linha com 550µm de comprimento e 23µm de largura. Para compensar as perdas nas linhas (em torno de 1dB por secção entre baixadas activas) as dimensões de Q1 e Q2 aumentam sucessivamente, da baixada mais próxima do andar de entrada (baixada numero 1) para o último andar (baixada numero 5). A Tabela 6 apresenta as dimensões dos transístores da secção distribuída.

	Baixada 1	Baixada 2	Baixada 3	Baixada 4	Baixada 5	Unidade
Q1	27×6	28×6	29×6	32×6	33×6	N×μm
Q2	27×4	28×4	29×4	30×4	31×4	N×μm

Tabela 6 – Dimensões dos transístores Q1 e Q2 das 5 baixadas do compensador.

Os valores das dimensões da Tabela 6 foram obtidos por optimização da estrutura do circuito *cascade* da Figura 46 tendo em conta o exposto no sub-capítulo 3.6.1.2, nomeadamente: no que se refere à maximização da transcondutância da estrutura (dimensão de Q1 > dimensão Q2) e polarização (Q1 deve estar polarizado na zona triódo). Também a capacidade equivalente vista na porta de Q1 e no dreno de Q2 para que o atraso das secções de LTA e a impedância característica desta se aproximem do valor de impedância normalizada 50Ω foi tida em conta. Esta última restrição relativamente ao valor da impedância é mais importante para a LTA de dreno do que para a LTA de porta uma vez que a LTA de porta não é ligada por um conector a um circuito externo. Assim na prática as LTA de porta foram projectadas com impedância característica inferior a 50Ω (próxima dos 40Ω).

As dimensões dos transístores foram optimizadas utilizando a ferramenta ADS[®] já referida no Capítulo 1. Esta estratégia tem a vantagem de fazer uso de modelos de grande e pequeno sinal que foram fornecidos pelo fabricante e que estão optimizados para a tecnologia específica deste, tendo sido obtidos a partir de um conjunto significativo de resultados experimentais compilados pelo próprio fabricante.

Secções de linha longas são usualmente implementadas na forma de meandros (“*meandered*”) de forma a facilitar o projecto da máscara do circuito. Contudo, a redução da área pelo aumento da proximidade dos meandros implica um maior acoplamento electromagnético entre estes. Os efeitos dessa proximidade foram estudados em [83], onde se verifica que, para maior proximidade dos meandros, o atraso reduz-se e a dispersão da linha aumenta. O mesmo estudo mostra que para um afastamento entre meandros sucessivos da ordem de 4 vezes a largura da linha o efeito do acoplamento electromagnético entre os meandros sucessivos na constante de propagação da linha é pouco significativo. Por razões de área disponível, no filtro projectado a distância entre meandros sucessivos é de 3 vezes a largura da linha. Soluções que permitem projectar

linhas de atraso com redução dos efeitos do acoplamento entre secções da linha, são apresentadas em [84].

Foi tido o cuidado na implementação da geometria destas linhas (e de um modo geral nas ligações mais longas em toda a máscara do circuito) de evitar cantos em ângulo recto já que estes constituem uma descontinuidade cuja consequência é a redução da característica indutiva da linha [85].

A representação da implementação de parte de uma baixada do compensador é apresentada na Figura 52, onde se podem identificar os cuidados de projecto mencionados.

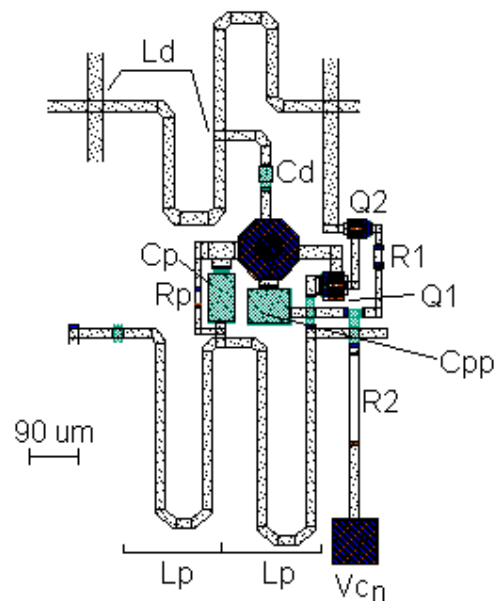


Figura 52 – Implementação de parte de uma baixada do equalizador para 10Gbps.

3.6.4 Máscara do circuito monolítico desenvolvido e veículo de teste

A Figura 53 apresenta a máscara desenvolvida para a implementação em circuito MMIC do compensador para 10Gbps.

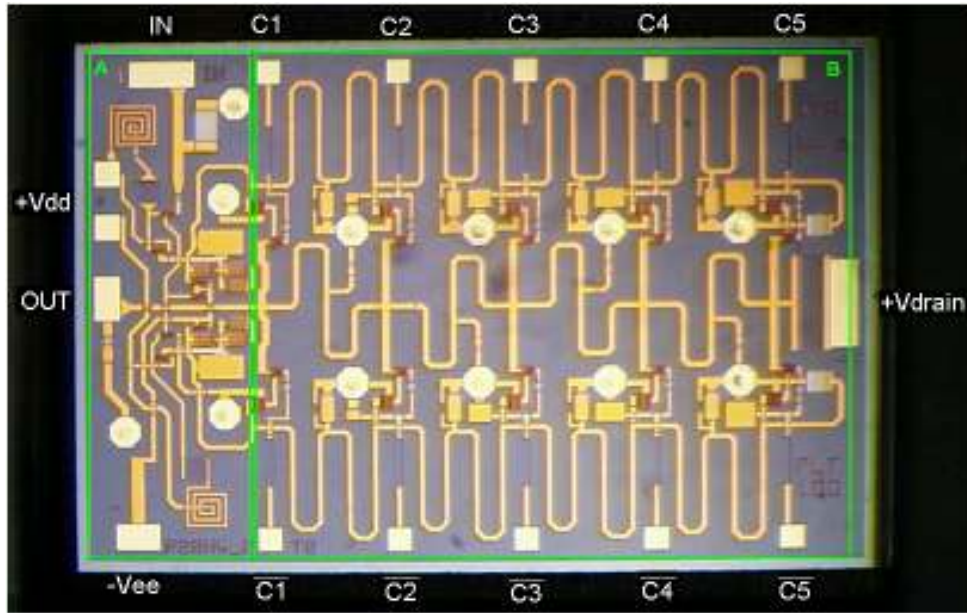


Figura 53 – Microfotografia do monolítico do compensador para 10Gbps. A área A à esquerda na figura representa a secção concentrada do compensador correspondente ao bloco de geração de sinais complementares; a área B à direita representa a secção distribuída correspondente às células de ganho. IN e OUT são respectivamente a entrada e saída de sinal. As dimensões são 3 x 2 mm.

Na Figura 53 a secção distribuída corresponde à zona da direita do monolítico em que grande parte da área é ocupada pelas linhas microfita que implementam as indutâncias. A zona da esquerda corresponde ao bloco de geração de sinais complementares na entrada. As formas circulares na foto representam *vias* que permitem criar pontos de massa de muito baixa impedância na superfície superior do monólito.

Os detalhes da montagem do monólito num veículo de teste com conectores estão representados na Figura 54.



A



B

Figura 55 – Fotos A) da placa de circuito impresso desenvolvida para apoio ao compensador, B), detalhe do veículo de teste (o circuito monolítico é visível no centro).

Para além das tensões de alimentação adequadas ao compensador, a placa permite ajustar individualmente as tensões de controlo das baixadas, uma funcionalidade fundamental para a optimização manual do compensador nos testes de compensação da distorção realizados. Para além disso foram incluídos conectores prevendo a possibilidade do controlo dinâmico das baixadas com recurso a sinais gerados externamente.

3.7 Caracterização experimental do compensador para 10Gbps

3.7.1.1 Controlo do ganho

A Figura 56 apresenta os resultados de caracterização experimental do ganho de cada baixada do compensador em função da tensão de controlo, medido variando a tensão de controlo da baixada em causa entre -0.9V e $+0.5\text{V}$ estando as restantes ao corte (tensão de controlo de -0.9V). Os valores foram obtidos medindo a amplitude do diagrama de olho do sinal de saída no instante de amostragem óptimo, para um sinal de entrada constituído por uma sequência PRBS, com formato de modulação NRZ, amplitude 50mV e taxa de transmissão 10Gb/s .

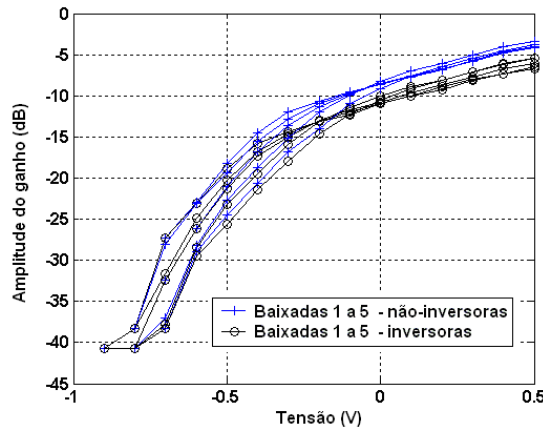


Figura 56 – Curvas de amplitude do ganho de cada célula individual medida experimentalmente, em função da tensão de controlo.

O desempenho é semelhante ao previsto pela Figura 45, no entanto apresenta uma zona de saturação do ganho menos pronunciada, o que indica uma transição mais suave entre as zonas linear e de saturação do transistor Q1. Um factor que poderá explicar esta discrepância tem a ver com pequenas variações na tensão porta-fonte em Q1 da primeira para a última baixada em consequência da queda de tensão nas linhas de transmissão L_p , o que condiciona a curva característica do transistor (ver Figura 44). Outro factor poderá dever-se a que o valor da resistência do canal nos dispositivos implementados seja superior ao previsto no modelo equivalente considerado na simulação. Ambas as suspeitas anteriores são consistentes com o facto de as curvas mostrarem uma transição mais suave para os transístores de maior dimensão presentes nas baixadas mais afastadas. A diferença

de ganho entre as baixadas na condição inversora e não-inversora provém da diferença de ganho para as saídas do bloco de geração de sinais complementares.

3.7.1.2 Resposta em frequência

A Figura 57 apresenta as curvas da amplitude do parâmetro S_{21} medidas em função da frequência para as baixadas 1, 3 e 5 e para coeficientes positivos e negativos.

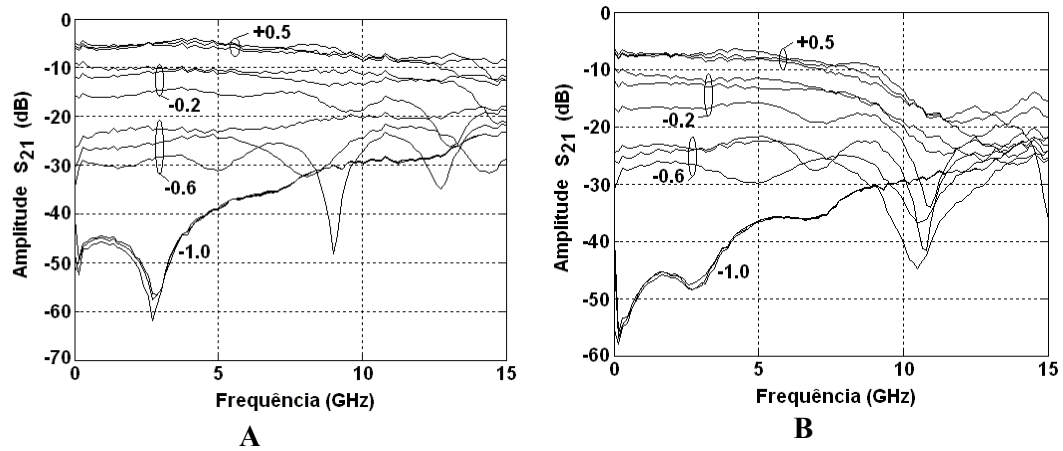


Figura 57 – Curvas de amplitude de S_{21} obtidas experimentalmente para as células C1, C3 e C5 em função da tensão de controlo (indicada na figura) com as restantes ao corte: A) Células não-inversoras (coeficientes positivos); B) células inversoras (coeficientes negativos).

A gama de controlo de ganho é superior a 25dB. A largura de banda é superior a 7.5GHz com razoável uniformidade próximo do ganho máximo, suficiente para compensação de sinais a 10Gbps com formato de modulação NRZ. O facto de o compensador ser adaptativo reduz a relevância da resposta individual das baixadas em detrimento da resposta global do compensador que pode ser optimizada pelo algoritmo de compensação.

Os parâmetros S que medem a amplitude de sinal reflectido nos portos do compensador S_{11} e S_{22} mostram que o circuito apresenta excelente adaptação para frequências inferiores a 15GHz, (Figura 58) independentemente da célula que está activa.

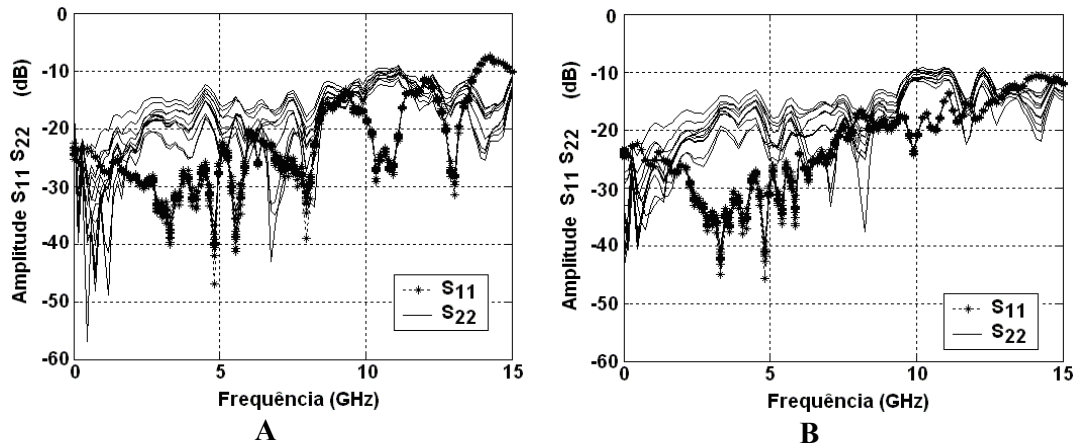


Figura 58 – Curvas de amplitude de S_{11} e S_{22} obtidas experimentalmente para as células C1, C3 e C5 em função da tensão de controlo (para os valores indicados na Figura 57) com as restantes ao corte: A) Células não-inversoras (coeficientes positivos); B) células inversoras (coeficientes negativos).

No porto de entrada, a inclusão de uma resistência de 50 Ohm na entrada do bloco de geração de sinais complementares do circuito monolítico, permite boa adaptação como é notório no valor de S_{11} inferior a -10 dB em praticamente toda a banda. O porto de saída que liga directamente à LTA de saída mostra alguma dependência em função da baixada activa com melhor adaptação (e menor uniformidade na curva de S_{22}) quando as baixadas mais próximas do porto de saída estão activas.

As LTA e os valores das capacidades das secções passivas intermédias foram dimensionados considerando os elementos equivalentes (em particular a capacidade equivalente vista na entrada) dos andares *cascade*, na condição de próximos do ganho máximo. Isto ocorre tipicamente para uma situação de compensação forte, em que o compensador deverá ter o melhor desempenho eléctrico de tal modo que não contribua para degradar mais o sinal a compensar.

A Figura 59 apresenta os parâmetros S que mostram a resposta do compensador, para três conjuntos de tensões de controlo, sendo para cada um deles apresentados dois casos possíveis: considerando um compensador ideal (Figura 38) e considerando o protótipo do compensador experimental desenvolvido. Os conjuntos de tensões de controlo foram seleccionados tal que que o compensador sintetize funções de transferência com resposta em amplitude do tipo passa-baixo (caso b)), passa-alto (caso c)) e passa-banda (caso a)).

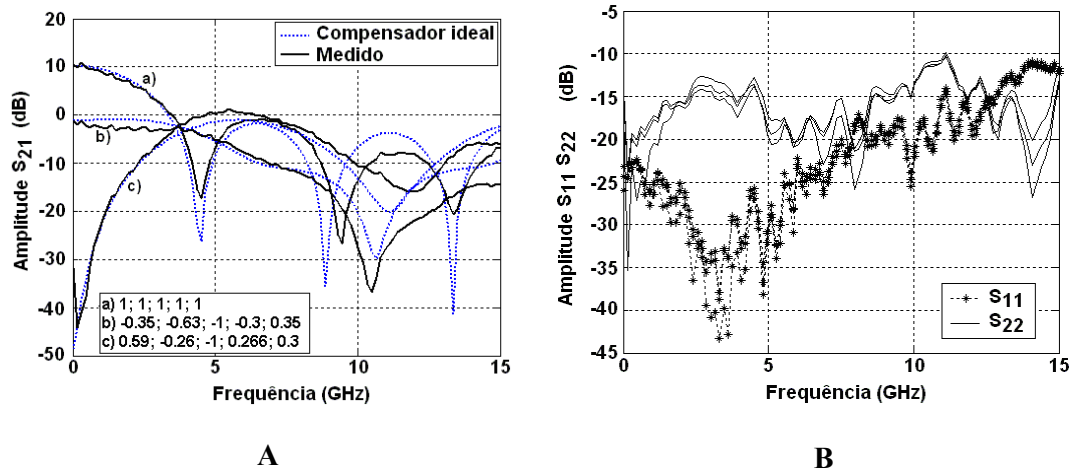


Figura 59 – Curvas de amplitude de parâmetros S obtidos experimentalmente para o compensador em função das tensões de controlo: A) comparação de S_{21} medido com S_{21} ideal para 3 conjuntos de valores de coeficientes normalizados e B) S_{11} e S_{22} para os coeficientes considerados em A. A curva do compensador ideal resulta da expressão (E 45).

A Figura 59-A mostra que o compensador pode sintetizar funções de transferência que aproximam filtros com característica passa-baixo ou passa-alto com resposta em frequência próxima da resposta expectável para um filtro RIF com coeficientes semelhantes, para frequências próximas de 10GHz. Para o caso particular de todos os coeficientes com ganho máximo, a comparação com a curva ideal indica que o atraso entre baixadas do filtro experimental é próximo dos 50ps (valor do atraso do filtro teórico). Também neste caso, já com múltiplas baixadas activas, a adaptação é boa, sendo de notar a maior uniformidade das curvas de S_{22} .

3.7.2 Resultados de caracterização para grande sinal

Foi considerado o valor de 500MHz para a frequência de teste no porto de entrada do compensador, por forma a que a amplitude dos sinais de ordem superior resultantes de efeitos de distorção seja condicionada o mínimo possível pela própria resposta em amplitude do compensador. Um atenuador de 6dB na entrada do compensador reduz os efeitos de distorção no sinal de teste resultantes de reflexões do porto de entrada do compensador (embora o compensador apresente boa adaptação em toda a gama de frequência até 10GHz).

Os resultados das Figura 60 e Figura 61 foram obtidos actuando na baixada 3 com todas as restantes polarizadas na situação de corte. As figuras mostram o valor medido para a

potência do sinal de saída à mesma frequência do sinal de entrada (legenda: sinal), ao dobro e ao triplo da frequência do sinal de entrada (legenda: DH2) e (legenda: DH3), respectivamente.

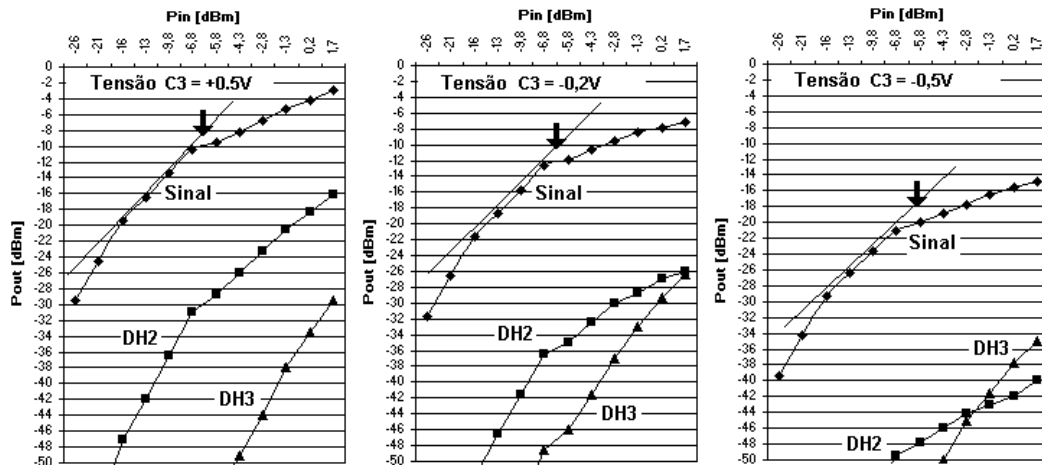


Figura 60 - Potência do sinal na saída do filtro (P_{out}) e dos segundo (DH2) e terceiro (DH3) harmónicos em função da potência de entrada (P_{in}) e para diferentes valores de tensão de controlo do ganho aplicados à célula 3 positiva ($C3$). A seta assinala o ponto aproximado de compressão de ganho -1dB.

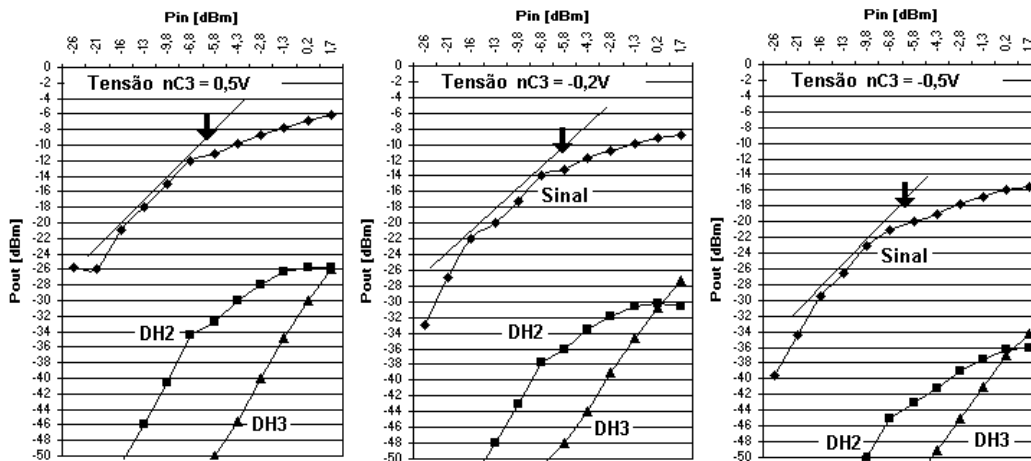


Figura 61 - Potência do sinal de saída do filtro (P_{out}) e do segundo (DH2) e terceiro (DH3) harmónicos em função da potência de entrada (P_{in}), para diferentes valores de tensão de controlo do ganho aplicados à célula 3 negativa ($nC3$). A seta assinala o ponto aproximado de compressão de ganho -1dB.

O valor do ponto de compressão -1dB indica que a amplitude máxima de sinal a aplicar ao filtro, mantendo este numa zona de funcionamento aproximadamente linear, será em

torno de 150mV. A condição de funcionamento na zona linear não é no entanto condição necessária para desempenho óptimo já que a característica não-linear em receptores para sistemas ópticos pode ser benéfica, permitindo por exemplo o aumento da distância de propagação como é abordado em [17]. Verifica-se de igual modo que a potência dos termos de ordem superior é ligeiramente menor para menor valor da tensão de controlo da baixada o que corresponde à situação do transistor na configuração fonte comum (Q1 na Figura 46) na zona linear. Este era um ponto que na fase de projecto havia suscitado alguma reserva relativamente à consideração da configuração *cascode*.

Experimentalmente foram aplicados sinais na entrada do compensador com amplitude próxima dos 300mV tendo este apresentado bom desempenho, como será ilustrado mais à frente neste capítulo.

3.8 Compensador para 40Gbps baseado em células de Gilbert

3.8.1 Descrição da estrutura do compensador

O compensador para 40Gbps tem uma estrutura distribuída semelhante ao de 10Gbps já descrito, diferencia-se no entanto apenas pela forma como foi implementado o bloco multiplicador, neste caso baseado no circuito multiplicador célula de Gilbert [86]. A Figura 62 apresenta o circuito de uma baixada.

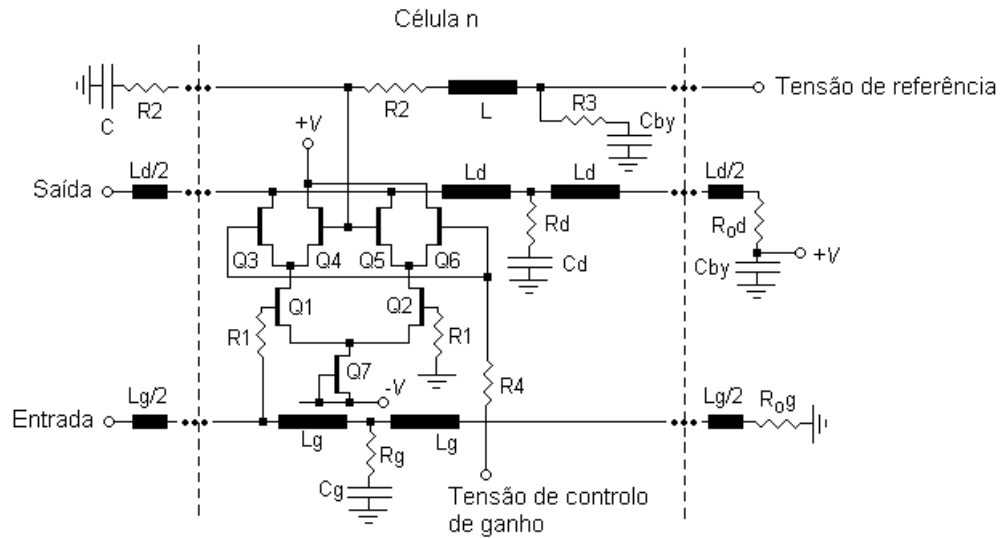


Figura 62 – Estrutura do compensador implementado para 40Gbps baseado na célula de Gilbert.

Tal como no caso do compensador projectado para o débito de 10Gbps, as LTA foram implementadas à custa de secções de linhas de transmissão microfita de alta impedância e as células activas são intercaladas por células passivas RC. O compensador é composto por 5 células idênticas em cascata.

O valor do coeficiente de ganho de cada baixada é estabelecido pelo sinal e pela amplitude da diferença de tensão entre uma tensão de controlo de ganho (específica para cada baixada) e uma tensão de referência (comum a todas as baixadas). A Tabela 7 apresenta as dimensões e valores dos componentes do circuito da célula genérica do compensador para 40Gbps representada na Figura 62.

Componente	Dimensão / valor	Unidade	Componente	Valor	Unidade
Q1,Q2	2×35	$N \times \mu m$	R2	30	Ohm
Q3...Q6	2×30	$N \times \mu m$	R3	10	Ohm
Q7	2×35	$N \times \mu m$	Cby	2	pF
R1*	10	Ohm	R4	800	Ohm
Rg	10	Ohm	Ld	192×18	μm
Cg	60	fF	Lg	215×12	μm
Rd	10	Ohm	R _{0d}	45	Ohm
Cd	50	fF	R _{0g}	45	Ohm

(* Apenas incluída nas duas primeiras baixadas)

Tabela 7 – Valores e dimensões dos componentes do circuito da Figura 62.

R1 foi incluído apenas nas duas primeiras baixadas, tendo-se verificado que melhora ligeiramente a estabilidade do circuito. R2 e o circuito composto por R3 e C_{by} incluído na linha da tensão de referência têm como finalidade reduzir o factor de qualidade desta linha (que no *layout* é particularmente extensa) e estabilizar a tensão de referência para cada célula, respectivamente. Lg e Ld implementam indutâncias de valor respectivamente 160pH e 130pH. As resistências Rg e Rd foram incluídas para melhorar a resposta em amplitude e fase do compensador tornando-a mais uniforme.

3.8.2 Ganho variável baseado na célula de Gilbert

A grande vantagem da célula de Gilbert neste tipo de aplicações resulta de, sendo um multiplicador de quatro quadrantes, permitir a implementação do filtro transversal RIF com

a possibilidade de coeficientes positivos e negativos com apenas uma tensão de controlo (V_{ctrl}). Tem-se assim um circuito mais simples do que o implementado para o compensador de 10Gbps: o compensador de 40Gbps compõe-se de 5 secções em cascata idênticas às apresentadas na Figura 62 enquanto que o compensador para 10Gbps compõe-se de 5 secções em cascata idênticas às apresentadas na Figura 49 e ainda o bloco de entrada constituído pelo circuito da Figura 47.

A análise de desempenho para sinal da célula de Gilbert é no entanto mais complexa do que para o *cascode*.

3.8.2.1 Caracterização para pequeno sinal

A corrente de saída no ponto comum aos drenos de Q3 e Q5 (i_0) é dada por:

$$i_0 = id(Q3) + id(Q5)$$

É possível então distinguir duas situações de funcionamento para a célula de Gilbert, assumindo um sinal na porta de Q1 centrado em 0:

i) Tensão de controlo de ganho (V_{ctrl}) = Tensão de referência (V_{ref}):

$$id(Q3) = -id(Q5) \Rightarrow i_0 = 0$$

ii) Tensão de controlo de ganho (V_{ctrl}) \neq Tensão de referência (V_{ref}):

$$id(Q3) = gm(Q3) v_{gs}(Q3)$$

$$\Delta gm(Q3) \approx \alpha id(Q1)$$

$$id(Q1) \approx \frac{gm_1 v_{gs}(Q1)}{2}$$

donde $id(Q3) \approx \alpha \frac{gm_1 v_{gs}(Q1)}{2} v_{gs}(Q3)$. Isto traduz a condição de controlo de ganho da célula de Gilbert em função da tensão $v_{gs}(Q3)$ que depende da diferença entre tensões de controlo e referência.

A função de transferência para pequeno sinal pode ser aproximada a partir das expressões já obtidas para o par diferencial e *cascode*. Considera-se neste caso o par diferencial como Q1, Q2 e Q7 e de seguida calculam-se os ganhos de corrente dos drenos de Q1 e Q2 para os

drenos de Q3 e Q5 tomando em consideração que Q4 e Q6 funcionam como carga nos drenos de Q1 e Q2, respectivamente.

O ganho de transcondutância para pequeno sinal é assim aproximado por:

$$Gm_{Gilbert} \approx -\frac{Gm_1' - j\omega Cpd_1}{1 + \frac{Ydf_{Q1} - j\omega Cpd_1}{Yf_{Q3,4}}} \left(1 - \frac{Yeqs_{Q3} + Yeq_{Q4}}{Yf_{Q3,4}} \right) + \frac{Gm_2' - j\omega Cpd_2}{1 + \frac{Ydf_{Q2} - j\omega Cpd_2}{Yf_{Q5,6}}} \left(1 - \frac{Yeqs_{Q5} + Yeq_{Q6}}{Yf_{Q5,6}} \right)$$

(E 64)

Em que os termos presentes na expressão (E 64) são semelhantes aos já apresentados anteriormente nas expressões (E 52), (E 53) e (E 57), e dados por:

$$Gm_1' = \frac{Gm_1(Gm_2 + Ydf_7)}{Gm_1 + Gm_2 + Ydf_7}$$

$$Gm_2' = \frac{Gm_1 Gm_2}{Gm_1 + Gm_2 + Ydf_7}$$

$$Yeqs_{Q3} = \left(Z_{pp3} + \frac{1}{j\omega Cpf_3} \right)^{-1}, \quad Yeqs_{Q5} = \left(Z_{pp5} + \frac{1}{j\omega Cpf_5} \right)^{-1},$$

$$Yeq_{Q4} = Ydf_4 + \frac{1}{Z_{pp4} + \frac{1}{j\omega Cpf_4}} + \frac{Gm_4}{j\omega Cpf_4 \left(Z_{pp4} + \frac{1}{j\omega Cpf_4} \right)},$$

$$Yeq_{Q6} = Ydf_6 + \frac{1}{Z_{pp6} + \frac{1}{j\omega Cpf_6}} + \frac{Gm_6}{j\omega Cpf_6 \left(Z_{pp6} + \frac{1}{j\omega Cpf_6} \right)},$$

$$\begin{aligned}
 Yf_{Q3,4} &= \frac{1}{Z_L + Zdf_{Q3}} + Yeqs_{Q3} + \frac{Gm_3}{j\omega Cpf_3 \left(Z_{pp3} + \frac{1}{j\omega Cpf_3} \right)} \left(1 - \frac{Z_L}{Z_L + Zdf_{Q3}} \right) + Yeq_{Q4} \\
 Yf_{Q5,6} &= \frac{1}{Z_L + Zdf_{Q5}} + Yeqs_{Q5} + \frac{Gm_5}{j\omega Cpf_5 \left(Z_{pp5} + \frac{1}{j\omega Cpf_5} \right)} \left(1 - \frac{Z_L}{Z_L + Zdf_{Q5}} \right) + Yeq_{Q6}
 \end{aligned}
 \tag{E 65}$$

Nas expressões anteriores $Yeqs_{Qx}$ traduz a admitância equivalente vista olhando no sentido da porta do transistor Qx (por forma a modelar a corrente de “perdas” pela porta de Q3 e Q5); Yeq_{Qx} traduz a admitância equivalente vista olhando no sentido da fonte de Qx (por forma a modelar a corrente de “perdas” pela carga que representam Q4 e Q6); Ydf_7 é a admitância equivalente a Q ; e Yf_{Qx} é a admitância equivalente que $Q3,4$ e $Q5,6$ impõem nos drenos de Q1 e Q2 respectivamente.

A análise da expressão (E 64) para a configuração de Gilbert na forma como foi considerada (em que o controlo da amplitude do sinal RF é realizado pela tensão V_{ctrl} na etapa com “acoplamento cruzado” superior) mostra que os principais factores de perdas são as admitâncias equivalentes dreno-fonte de Q1,Q2 e de Q4,Q6 e as admitâncias equivalentes vistas da fonte olhando para a porta de Q3 (Q5). Os resultados da expressão analítica (E 64) foram comparados com resultados de simulação (obtidos com auxílio do simulador ADS[®]) e são apresentados na Figura 63, considerando a célula de Gilbert carregada com uma carga de 50Ohm no dreno comum de Q3,Q5.

Os valores dos elementos do modelo equivalente dos transístores necessários para a expressão (E 64) foram obtidos a partir de tabelas fornecidas pelo fabricante. Estas listam valores obtidos experimentalmente para uma gama alargada de pontos de funcionamento. Na simulação em ADS[®] para calcular os pontos de polarização do circuito foi considerado um modelo não-linear dos transístores.

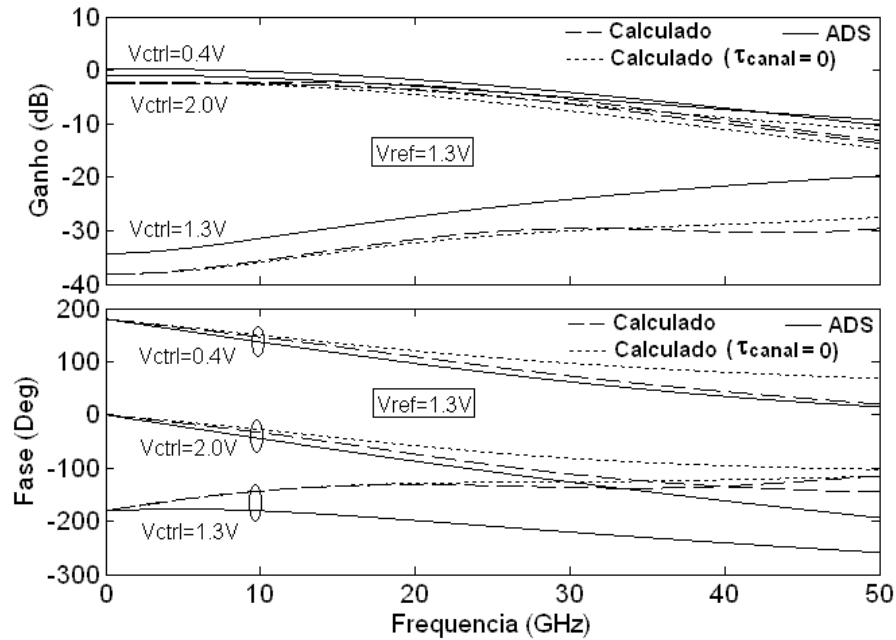


Figura 63 – Curvas do ganho e fase da função de transferência da célula de Gilbert calculadas a partir da expressão (E 64) para os casos: em que se considerou o atraso de propagação no canal (legenda --), não se considerou o atraso de propagação no canal (legenda) e ainda resultados obtidos no simulador comercial ADS (legenda -) considerando o modelo não-linear dos transístores.

Os resultados mostram que a gama dinâmica esperada para a célula é próxima dos 30dB. A discrepância por defeito entre a amplitude dos ganhos calculado e obtido por simulação em ADS mostram que o modelo linear tabelado fornecido pelo fabricante conduz a resultados de desempenho mais conservadores do que o modelo não-linear, uma característica já verificada anteriormente (com o processo usado no projecto do amplificador no Capítulo 2). Considerando a expressão tal como apresentada em (E 64) verifica-se que a fase apresenta alguma discrepância, que é minorada se a transcondutância Gm_x for considerada como $Gm_x \cdot \exp(-j\omega\tau_{canal})$ em que τ_{canal} é o tempo de propagação no canal.

3.8.2.2 Implementação e desempenho

A máscara do circuito das células de Gilbert foi implementada na forma a mais compacta possível para reduzir os efeitos parasitas das ligações. No projecto da máscara foi tido o cuidado de manter a máxima simetria possível já que atrasos relativos entre diferentes ramos são causa de degradação significativa no desempenho. Em particular na situação de tensão de controlo igual à tensão de referência o ganho mínimo da célula é obtido à custa

da soma de sinais de amplitude idêntica, mas complementares, provenientes de Q3 e Q5. Diferenças de ganho nos dois braços do par diferencial inferior (Q1 e Q2) como já abordado anteriormente e diferenças no tempo de propagação de sinais até aos drenos de Q3 e Q5 causam dependência da curva de ganho mínimo com a frequência, como é visível na Figura 63. A Figura 64 apresenta o detalhe da implementação da célula de Gilbert.

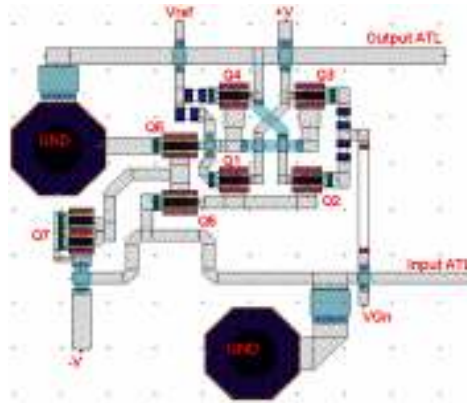


Figura 64 – Detalhe da máscara da implementação da célula de Gilbert.

Foram incluídas resistências de pequeno valor (30Ohm) na porta de Q3 a Q6 por uma questão de precaução em garantir estabilidade na presença de elementos reactivos nestes pontos tal como já havia sido feito anteriormente para o circuito *cascode*.

3.8.3 Máscara do circuito monolítico desenvolvido e veículo de teste

A Figura 65 apresenta a microfotografia do circuito MMIC protótipo desenvolvido para a implementação do compensador para 40Gbps.

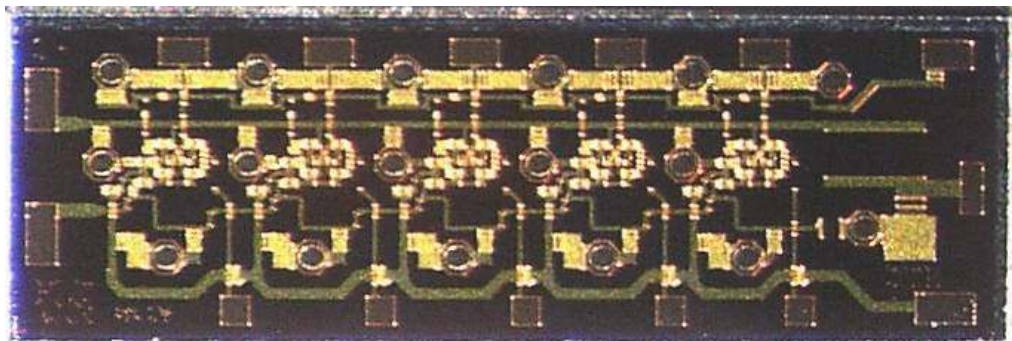


Figura 65 – Microfotografia do circuito monolítico do compensador protótipo para 40Gbps. As dimensões são 3 x 1 mm.

Grande parte das áreas metálicas de cor dourada (na parte superior e inferior do monólito) representam capacidades de 2pF (em série com uma resistência de 10Ω) com a finalidade de desacoplar as tensões de alimentação. Estas capacidades foram incluídas porque se dispunha de área livre disponível no monólito após a implementação do circuito do compensador, sendo que a sua inclusão permite uma maior tolerância no valor da indutância da ligação eléctrica do monólito ao circuito externo (*bonding*) nestes pontos e assim é facilitada a montagem do protótipo no veículo de teste.

Na Figura 65 à esquerda são visíveis as áreas metálicas (*pads*) que permitem a entrada e saída de sinal do monólito e que ligam directamente às LTA que implementam os atrasos entre baixadas. A sua dimensão permitiu que a ligação ao circuito externo fosse realizada com duas ligações por fio metálico condutor - *bondwire* - de modo a reduzir o valor da indutância equivalente em série com os portos de entrada/saída.

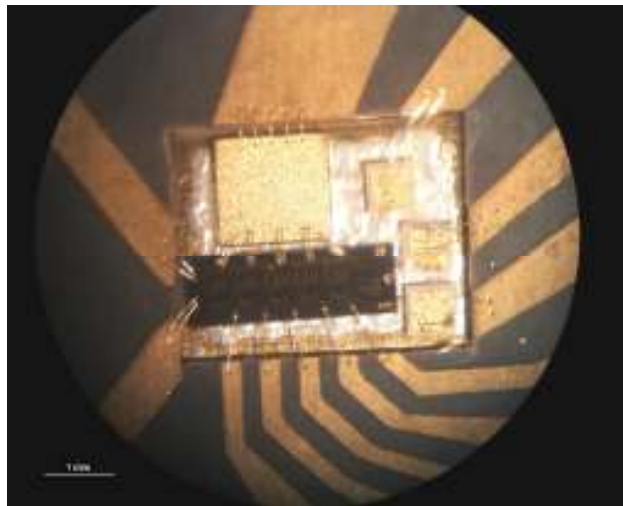


Figura 66 – Microfotografia ilustrativa dos detalhes de montagem do compensador protótipo para 40Gbps. Os componentes próximos do monólito são condensadores de desacoplamento das tensões de alimentação.

A influência destas indutâncias pode ser avaliada considerando a amplitude do coeficiente de reflexão para um gerador com impedância de saída real Z_0 e uma carga composta pela série de uma indutância e uma terminação real perfeita de valor $Z_L=Z_0$.

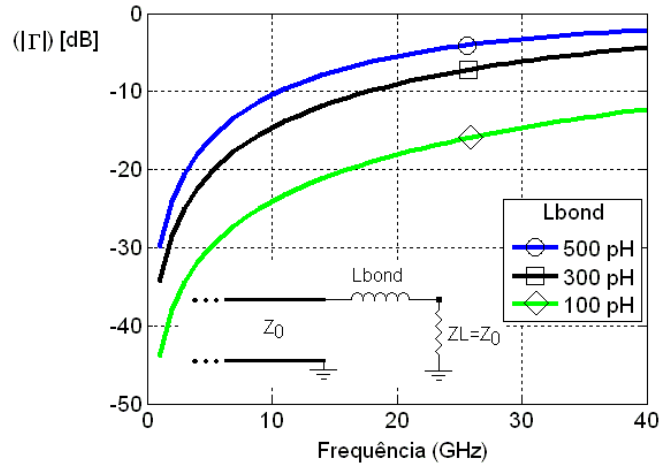


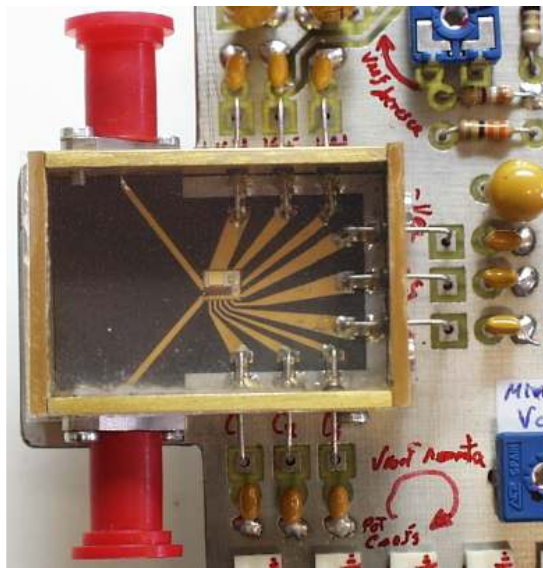
Figura 67 – Dependência do coeficiente de reflexão em função da frequência para três valores de indutância em série com uma carga perfeitamente adaptada, como é representado na figura.

As curvas mostram que para este compensador a indutância da ligação de *bonding* com o circuito externo em série com os portos de sinal não deve exceder os 200pH, para que a amplitude do coeficiente de reflexão seja inferior a -10dB até uma frequência de 30GHz. As ligações de *bonding* devem ser montadas tanto quanto possível numa geometria perpendicular entre si para reduzir o acoplamento mútuo do campo magnético. Assumindo o valor de 1nH/mm para a indutância equivalente por condutor e para o caso de dois condutores isto significa um comprimento máximo da ligação de 0.4mm.

Os detalhes da montagem no veículo de teste são semelhantes aos do compensador para 10Gbps. A Figura 68 apresenta fotografias da placa de circuito impresso desenvolvida para suporte do compensador (A) e o detalhe do veículo de teste (B).



A



B

Figura 68 – Fotografia da placa de circuito de suporte do compensador protótipo (A) e detalhe do veículo de teste (B).

3.9 Caracterização experimental do compensador para 40Gbps

3.9.1 Resultados de caracterização para sinal

3.9.1.1 Ganho das baixadas em função da tensão de controlo

A Figura 69 apresenta curvas de amplitude do parâmetro S_{21} obtido experimentalmente para as células 1, 3 e 5 do compensador em função da tensão de controlo tendo-se

considerado como tensão de referência das células de Gilbert o valor de 1.3V. As curvas foram obtidas para tensões de controlo aplicadas a cada célula individual indicada estando as restantes polarizadas por forma a que o seu ganho seja mínimo.

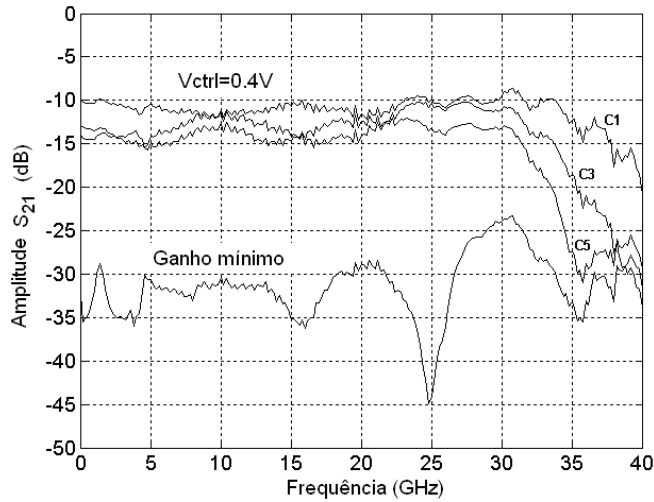


Figura 69 – Curvas de amplitude do parâmetro S_{21} medido individualmente para as células C1, C3 e C5 do compensador protótipo, em função da tensão de controlo relativa à tensão de referência 1.3 V.

A largura de banda é próxima dos 30GHz com um ganho em torno dos -10dB. Os resultados da Figura 63 previam um valor de -1dB ao qual devem ser subtraídos 3dB, já que no caso do circuito do compensador com LTA terminadas em ambos os extremos apenas metade da corrente de saída de cada célula passa na carga de saída. 3dB de perdas adicionais podem ser imputados aos elementos da montagem de teste (tais como conectores, cabos e transições). Há ainda que considerar as perdas nas próprias LTA, que penalizam adicionalmente o ganho da célula mais afastada do gerador em aproximadamente 3dB.

A gama de controlo de ganho é de 15dB. Este valor é ligeiramente inferior ao esperado pelos resultados de simulação da Figura 63. No entanto, este resultado medido individualmente para as células C1, C3 e C5 do compensador, resulta do ajuste da tensão de controlo das restantes de forma a ter-se a curva da amplitude da resposta em frequência relativamente uniforme. Experimentalmente verificou-se ser muito difícil determinar qual o valor da tensão de controlo que produz o ganho mínimo de cada célula individual já que o sinal de saída do compensador é a soma da contribuição individual de cada célula, que

pode ser em fase ou em oposição de fase. Mínimos de ganho podem ser assim obtidos com tensões de controlo de ganho (V_{ctrl}) individuais para cada célula bastante afastados da tensão de referência.

3.9.1.2 Resposta em frequência

Uma melhor avaliação do desempenho do compensador pode ser obtida comparando as funções de transferência sintetizadas pelo circuito protótipo do compensador real com as funções de transferência esperadas para um compensador matemático ideal, com características equivalentes, tal como apresentado na Figura 70.

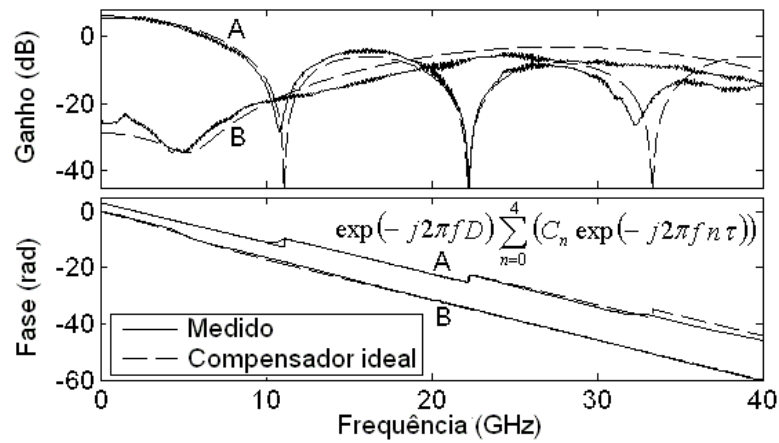


Figura 70 – Resposta em frequência do compensador protótipo comparada com a de um compensador ideal (cuja expressão é apresentada na figura) para dois conjuntos de coeficientes: A) $V_{ctrl}=0.4V$, $C_n=1$; B) $V_{ctrl}=[1.28, 0.55, 2.0, 0.63, 1.47]$ (V), $C_n=[-0.09, +0.6, -1, +0.7, -0.08]*0.28$; $V_{ref}=1.2V$. O valor de τ é 18ps e D , que modela o tempo de propagação no veículo de teste, é 190ps.

Os valores dos coeficientes do compensador ideal e das tensões do protótipo (relativos à tensão de referência) apresentam boa concordância. Há boa proximidade nas curvas de resposta até 35GHz, acima da largura de banda medida para as células consideradas individualmente na Figura 69. Isto resulta de o compensador compensar não só o seu próprio desvio do ideal, mas também as limitações eléctricas do próprio veículo de teste.

A Figura 71 apresenta as curvas de amplitude dos parâmetros S_{11} e S_{22} medidos para o protótipo do compensador, para o conjunto de coeficientes considerados na Figura 70 (e ainda para o caso $V_{ctrl}=2.0V$, $C_n=-1$).

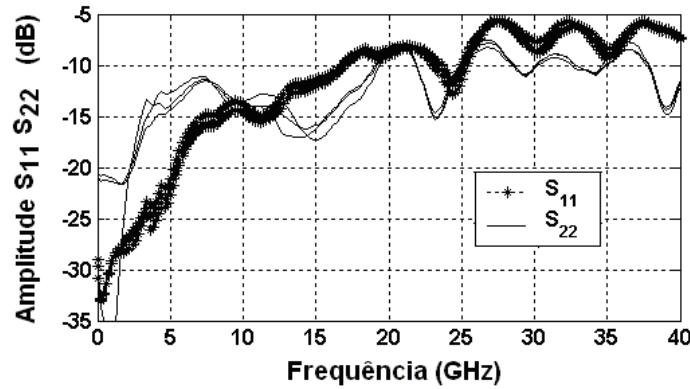
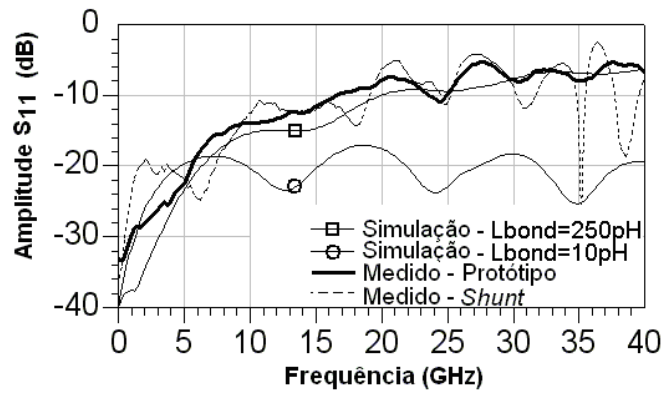


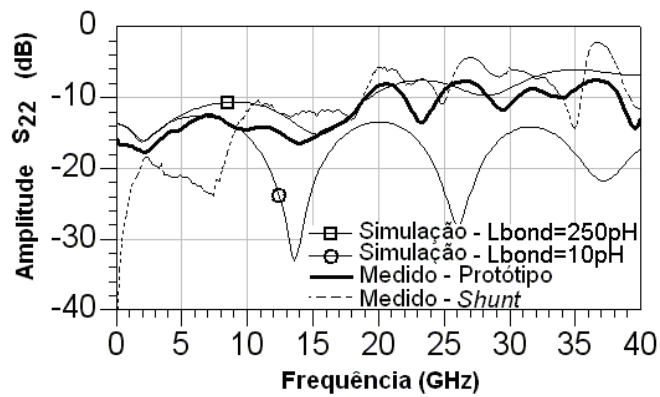
Figura 71 – Amplitude dos parâmetros S_{11} e S_{22} medidos experimentalmente para o circuito protótipo, considerando três conjuntos de tensões de controlo de ganho.

Verifica-se uma clara degradação da adaptação nos portos de entrada e saída para frequências superiores a 20GHz, tendo como critério para o aceitável, o limite de -10dB para a amplitude da potência reflectida nestes portos.

A Figura 72 apresenta curvas de resultados de simulação da amplitude dos parâmetros S_{11} e S_{22} para a vista extraída do circuito do compensador e para dois valores de indutância equivalente do fio condutor *bondwire* (L_{bond}) em série com os portos 1 e 2, de entrada e saída respectivamente. Adicionalmente, as figuras apresentam curvas de resultados medidos para o circuito protótipo e resultados medidos para o veículo de teste protótipo em que foi realizada uma ligação por um fio condutor *bondwire* entre as duas extremidades das linhas de transmissão de entrada/saída de sinal para o monólito compensador (designada doravante por *Shunt*), tal como é apresentado na foto da Figura 73. Isto teve como finalidade avaliar o quanto a degradação na adaptação depende do circuito integrado monolítico e não dos elementos extrínsecos.



A



B

Figura 72 – Curvas da amplitude dos parâmetros S_{11} (porto de entrada - A) e S_{22} (porto de saída - B) obtidos por simulação e medida para compensador de 40G. Adicionalmente as figuras incluem resultados de medida para o caso de uma ligação implementada na forma de um fio condutor *bondwire* colocado como se mostra na Figura 73 – designada *Shunt* na figura.



Figura 73 – À esquerda: microfotografia de uma ligação de *bondwire* colocada entre as linhas de transmissão de entrada e saída próximo do monólito (*Shunt*); à direita apresentam-se as curvas da amplitude dos parâmetros S medidas: as duas curvas inferiores (com valores no eixo das ordenadas menores) representam os parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, as duas curvas superiores (com valores no eixo das ordenadas maiores) representam $|S_{21}|$ e $|S_{12}|$.

Comparando os resultados da Figura 72 (onde também se inclui para facilidade de comparação os resultados da Figura 73 - *Shunt*) é visível que a degradação nos parâmetros S para frequências superiores a 20GHz é semelhante, o que leva a concluir que esta se deve predominantemente ao veículo de teste e em particular à indutância da ligação de *bonding*. O valor desta indutância, por comparação com os resultados de simulação, deverá ser em torno dos 250pH. Tal desempenho para um valor de indutância semelhante fora já previsto na Figura 67.

Os resultados de simulação com um valor para a indutância de *bonding* desprezável (10pH) revelam que o circuito monolítico do compensador deverá apresentar muito bom desempenho, no que se refere à adaptação nos seus portos. Melhorando as técnicas de montagem num veículo de teste (por exemplo pela consideração de técnicas de *bonding* que utilizam condutores em forma de fita planar “*ribbon*” ou pela montagem do monólito tal que a face não metalizada fique virada para baixo - *flip-chip*) de tal forma que a indutância das ligações em causa seja próxima dos 100pH, a Figura 67 permite prever bom desempenho do protótipo em toda a gama de frequências de interesse.

3.9.2 Gama dinâmica – caracterização para grande sinal

Foi considerado o valor de 4GHz para a frequência do tom de teste de modo a limitar o efeito da resposta em amplitude do compensador na medida da gama dinâmica (terceiro harmónico ainda na zona de maior uniformidade da resposta em amplitude). Também neste caso foi incluído um atenuador de 6dB em série com a entrada para atenuar o efeito da reflexão de sinal já que este compensador apresenta pior desempenho em termos da adaptação de entrada, comparando com o compensador para 10Gbps. Os resultados são apresentados na Figura 74.

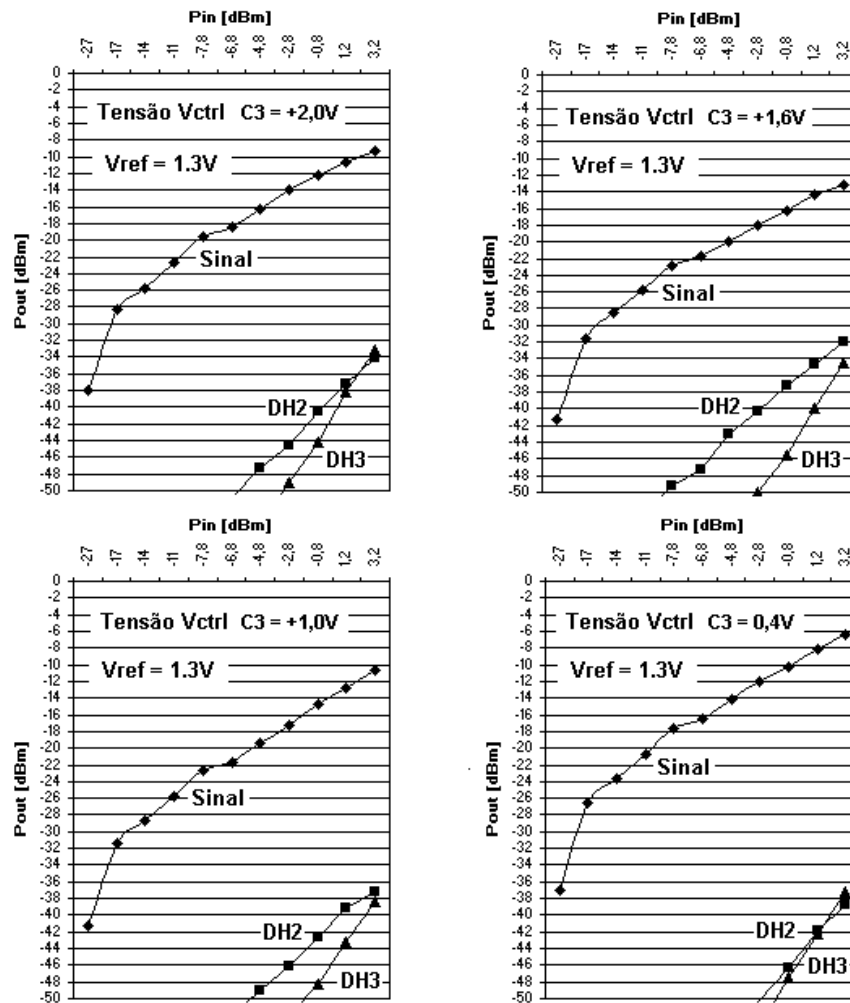


Figura 74 - Potência do sinal de saída (Pout) do compensador e do segundo (DH2) e terceiro (DH3) harmónicos em função da potência de entrada (Pin), para diferentes valores de tensão de controlo de ganho (Vctrl) aplicados à célula 3 (para Vref = 1.3V).

O compensador desenvolvido para 40Gbps exhibe maior gama de linearidade na curva da frequência fundamental de teste comparativamente com o desenvolvido para 10Gbps, sendo muito pouco notório o desvio da curva para valores de potência de entrada até 3.2dBm. A diferença na potência relativa dos termos de ordem superior para a frequência fundamental é também maior. Tal desempenho é atribuído à inexistência do andar de entrada (de geração de sinais complementares) e ao facto de todos os transístores da célula de Gilbert operarem sempre na zona de maior linearidade da sua curva característica já que nesta aplicação, em que a célula funciona como malha de ganho variável controlada por uma tensão DC, a corrente apenas se divide entre ramos da célula. O limite para a gama dinâmica do sinal de entrada por forma a manter o transistor de entrada da configuração *cascade* na zona triodo, é menor do que para a célula de Gilbert que opera no regime linear.

O limite superior de 3.2dBm para a potência de entrada resulta de se ter optado por manter uma margem de segurança considerável durante o teste, já que quando o teste foi realizado só se dispunha de um protótipo. Os resultados revelam que mesmo para sinais com amplitude próxima de 500mV o compensador não introduz distorção assinalável no sinal.

3.10 Compensação da dispersão em sinal eléctrico resultante de uma linha microfita dispersiva

3.10.1 Introdução e âmbito de aplicação

Foi mencionado anteriormente a capacidade deste tipo de compensador para mitigar distorção em canal eléctrico. Os testes realizados no domínio eléctrico com o intuito de avaliar a capacidade de equalização da característica eléctrica de linhas de transmissão microfita dispersivas, comprovam a eficiência do compensador.

Este tipo de compensadores para além dos sistemas ópticos encontra inúmeras potenciais aplicações em canal eléctrico como compensador da distorção resultante da propagação de sinais de banda larga em componentes eléctricos, por exemplo, linhas de transmissão em placas de circuito impresso ou ligações de dados de curta distância e alta velocidade (“*Backplanes*”).

3.10.2 Compensação da distorção em meio eléctrico a 40Gb/s

A Figura 75 representa o cenário de teste dos protótipos desenvolvidos como compensadores da distorção com origem em linhas de transmissão microfita dispersivas.

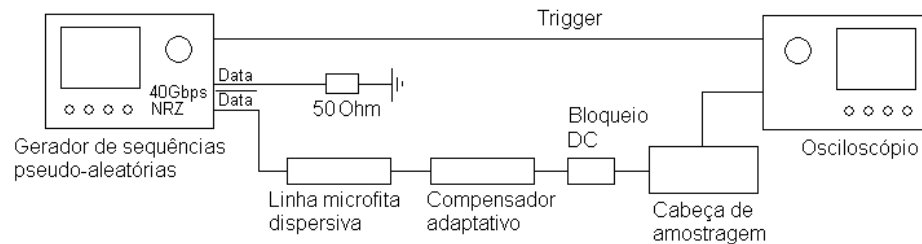


Figura 75 – Cenário de teste dos protótipos desenvolvidos como compensadores de distorção com origem eléctrica (no caso particular uma linha microfita dispersiva).

As linhas microfita dispersivas usadas no cenário de teste foram originalmente concebidas como compensadores eléctricos da dispersão cromática acumulada em sistemas ópticos com modulação em banda lateral única - com banda lateral inferior suprimida (BLU-BLS). A Figura 76 apresenta a fotografia de uma linha de transmissão dispersiva (que não foi desenvolvida pelo autor) projectada para compensar 170ps/nm de dispersão na velocidade de grupo (DVG), e cujas características eléctricas medidas experimentalmente estão representadas na Figura 77.

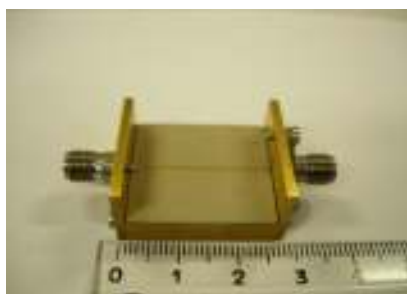


Figura 76 – Linha de transmissão microfita dispersiva destinada a compensar um valor de DVG acumulada de 170ps/nm.

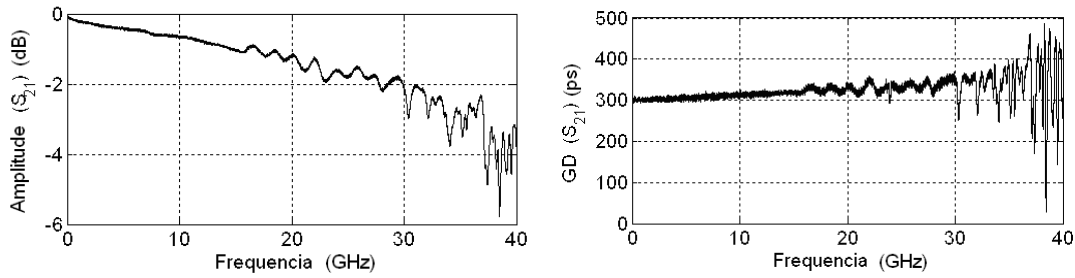


Figura 77 – Resultados de caracterização do protótipo de linha de transmissão microfita da Figura 76

Como a linha foi projectada de tal forma que a variação da sua característica de atraso de grupo com a frequência seja a complementar da variação do atraso de grupo da fibra com a frequência:

$$\Delta GD_{\text{Linha Microfita}}(\omega) = -\Delta GD_{\text{fibra}}(\omega)$$

(E 66)

será de esperar que, após cuidadosa optimização, a variação da característica de atraso de grupo com a frequência sintetizada pelo compensador seja semelhante à característica do troço de fibra que se pretende compensar com a linha.

Considerou-se um sinal de teste composto por sequências pseudo-aleatórias a 40Gbps, com comprimento $2^{31}-1$ e amplitude 350mVpp. Os valores das tensões de controlo do compensador foram ajustados manualmente, com o objectivo de optimizar o diagrama de olho do sinal na saída do compensador.

A Figura 78 apresenta os diagramas de olho do sinal medidos nos diferentes pontos de interesse da Figura 75.

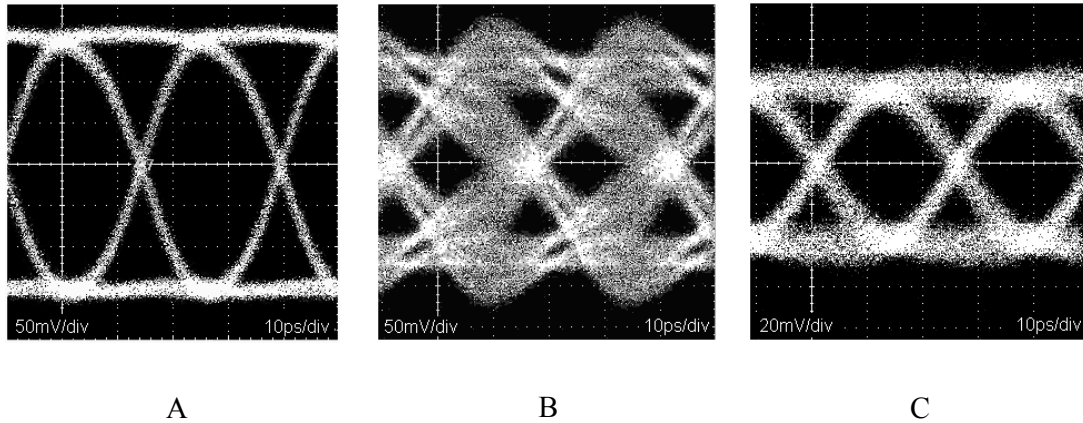


Figura 78 – Diagramas de olho do sinal medidos A – na saída do gerador, B – após propagação na linha de transmissão e C – após o compensador otimizado.

É visível a capacidade de compensação do protótipo do compensador para 40Gbps, tendo-se na saída um diagrama de olho aberto de formato semelhante ao do gerador, mas notoriamente atenuado. O factor de qualidade medido para este diagrama de olho é superior a 7. A atenuação estimada do compensador neste caso é em torno dos 8dB, o que faz sentido tendo em conta os resultados de desempenho das células consideradas individualmente na Figura 69 e indica que mais do que uma célula contribui para o ganho. Os valores das tensões de controlo aplicadas ao compensador estão apresentados na Tabela 8.

Vctrl 1	Vctrl 2	Vctrl 3	Vctrl 4	Vctrl 5	Vref
1.256	1.936	0.695	0.84	1.66	1.31

Tabela 8 – Valores das tensões de referência e controlo de ganho (V) do compensador otimizado.

3.10.3 Compensação da distorção em meio eléctrico a 10 Gb/s

Um teste semelhante foi efectuado para o caso do compensador para 10Gbps. A linha de transmissão microfita neste caso havia sido originalmente projectada para compensar 2720ps/nm de DVG acumulada (equivalente a propagação ao longo de um troço de 160km de FOMMC) num sistema com modulação BLU-BLS. O cenário de teste é semelhante ao apresentado na Figura 75. Neste teste foi empregue uma sequência pseudo-aleatória a 10Gbps, com comprimento $2^{15}-1$. A razão da redução do comprimento da sequência deve-se a que o circuito de polarização (“Bias Tee”) que deve ser incluído na saída $y(t)$ do

compensador (ver Figura 41) tem como característica um valor para a frequência de corte inferior de 100MHz, o que se verificou causa interferência inter-simbólica com notória degradação na abertura do diagrama de olho para sequências de comprimento superior à considerada. A inclusão do *Bias Tee* torna-se porém necessária para permitir que o circuito seja alimentado em dois pontos distintos de tal forma que a corrente mais elevada nos extremos da LTA de dreno não cause dano.

Novamente para este caso o compensador foi otimizado por meio do ajuste manual das tensões individuais de controlo do ganho das células.

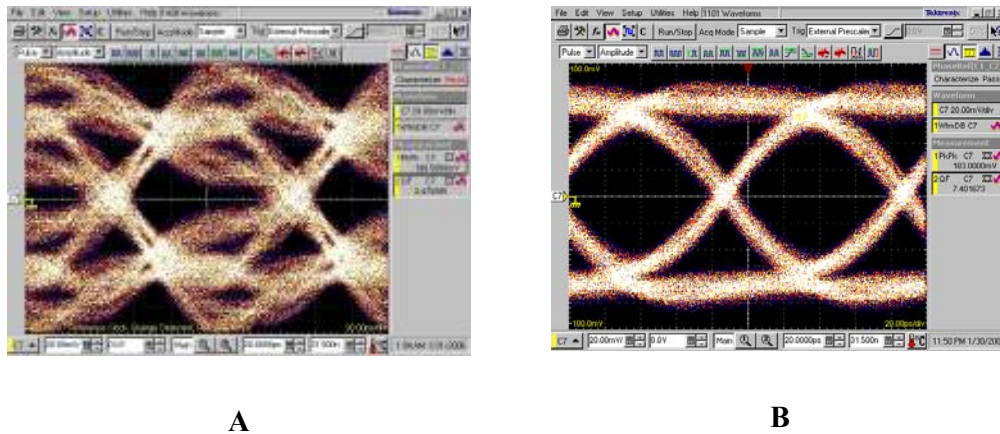


Figura 79 – Diagramas de olho do sinal medidos nas seguintes condições: A) sinal de teste após propagação na linha microfita, B) sinal de teste compensado (à saída do compensador otimizado).

Nos diagramas de olho anteriores é possível verificar que o factor Q aumentou de 2.5 para 7.4 por intermédio do processo de compensação. Mais uma vez estes resultados são promissores no que respeita às expectativas de desempenho do compensador em sistemas ópticos a 10Gbps com modulação em BLU.

3.11 Conclusões

Neste capítulo foram analisadas estruturas adequadas para implementar circuitos eléctricos para compensação dos efeitos da distorção causados pela dispersão cromática e de polarização em sistemas de comunicação por FOMMC. São focadas estruturas do tipo FFE, DFE e FFE+DFE. A estrutura DFE de um bit em série com FFE de 5 baixadas é apontada na literatura como tendo bom desempenho, mesmo nos casos mais severos de canal afectado de dispersão. A estrutura mais simples do bloco FFE foi implementada neste trabalho como primeira etapa do desenvolvimento do compensador que era parte integrante do projecto Europeu “The MOST”.

Uma vez tomada a decisão no âmbito do projecto de começar por implementar a topologia menos complexa para o compensador, a estratégia seguida foi a de explorar diferentes formas de implementar a topologia FFE. Este capítulo apresenta e foca em detalhe as duas formas distintas que serviram de base ao projecto de dois compensadores projectados para sistemas com débito binário de 10Gb/s e 40Gb/s.

A estrutura do compensador para 10Gb/s foi implementada tendo em conta andares de ganho variável baseados em células *Cascode*; a estrutura do compensador para 40Gb/s foi projectada tendo em conta andares de ganho variável baseados em células de Gilbert. A estrutura distribuída dos compensadores é semelhante em ambos os casos e baseada em linhas de transmissão artificiais como forma de implementar os blocos de atraso entre as sucessivas baixadas (células de ganho variável) do compensador. Esta opção resultou da necessidade de produzir circuitos distribuídos, aptos a operar em banda larga com limite superior de frequências na zona de microondas e mostrou-se também ideal para implementar os blocos de atraso constante face às frequências em causa.

Comparando as duas abordagens célula de Gilbert e célula *Cascode*, constatou-se que a célula *Cascode* tem diversas vantagens, nomeadamente a menor complexidade de projecto da célula de ganho e a maior eficiência energética do circuito, uma vez que a célula de ganho *Cascode* pode ser polarizada ao corte, situação em que o consumo de corrente é quase nulo. No entanto, a área ocupada, a maior complexidade de controlo do compensador (são necessários dez sinais de controlo externos, dois por cada célula de

ganho) e a necessidade de um bloco adicional de condicionamento de sinal no circuito do compensador, para permitir que o mesmo implemente ganho variável com sinal positivo ou negativo, são desvantagens significativas. A célula de Gilbert, embora mais complexa de projectar e implementar, é claramente considerada mais versátil e adequada para este tipo de circuitos. A nível eléctrico verificou-se no entanto que, com a célula do tipo *Cascode* foi possível obter uma gama de variação do ganho por célula de 25dB superior aos 18dB medidos para a célula de Gilbert. Isto significa que o compensador experimental baseado em células *Cascode* terá maior capacidade em aproximar funções de transferência sintetizadas por um compensador equivalente ideal, para valores semelhantes dos coeficientes aplicados nas baixadas. A implementação da célula de Gilbert é também mais crítica: sendo a sua função de transferência dependente da soma de correntes nos seus ramos (com característica de fase bem determinada), foi necessário ter cuidados adicionais de simetria no desenho da máscara do protótipo do compensador para 40Gb/s.

A caracterização dos compensadores no domínio eléctrico, quando comparada com resultados obtidos a partir de modelos de compensadores equivalentes ideais, permitiu verificar que com os circuitos compensadores projectados é possível aproximar razoavelmente funções de transferência ideais até frequências próximas de 0.8B (B é o débito binário). Como será observado mais á frente, o bom desempenho eléctrico dos circuitos implementados até 0.8B é suficiente para obter bom desempenho destes como compensadores dos efeitos da dispersão na velocidade de grupo e do atraso de grupo diferencial em sistemas ópticos com débito B e formato NRZ, com modulação de intensidade em banda lateral única e mesmo em banda lateral dupla.

É ainda apresentado neste capítulo o teste dos circuitos desenvolvidos como compensadores dos efeitos da dispersão em canal eléctrico. Os resultados mostram que os compensadores são também eficazes neste caso particular, deixando em aberto (pois não foi o âmbito deste trabalho), a possibilidade de utilização deste tipo de circuitos como compensadores em ligações eléctricas de muito alto débito tais como “*backplanes*” (ligações eléctricas de curta distância e alta velocidade entre equipamento próximo).

Capítulo 4

Resultados experimentais de compensação da DVG e AGD com recurso aos compensadores desenvolvidos

4 Resultados experimentais de compensação da DVG e de AGD com recurso aos compensadores desenvolvidos

4.1 Comentário introdutório

No capítulo 3 foram apresentados dois circuitos compensadores adaptativos pós-deteção adequados para sistemas ópticos a 10Gb/s e 40Gb/s. Mais especificamente, os circuitos apresentados têm como função actuar no sinal eléctrico detectado, alterando a sua forma, com o objectivo último de compensar os efeitos da degradação imposta pela dispersão cromática e pela dispersão de polarização, inerentes ao canal óptico.

Embora o propósito do capítulo anterior tenha sido o de detalhar os passos do processo de projecto e implementação dos circuitos compensadores, no final do mesmo foram já apresentados resultados de compensação de sinais afectados de dispersão cromática no domínio eléctrico. Com isso foi possível antever a probabilidade de bom desempenho para os compensadores, quando usados em sistemas ópticos com modulação em BLU.

Este aspecto do efeito do tipo de modulação no desempenho do compensador será abordado com mais detalhe no presente capítulo.

Neste capítulo serão também apresentados resultados experimentais de compensação (com recurso aos compensadores pós-deteção desenvolvidos) dos efeitos da Dispersão na Velocidade de Grupo (DVG) e do Atraso de Grupo Diferencial (AGD) em sistema óptico com modulação em BLU e BLD. Os resultados obtidos foram objecto de duas publicações em revistas internacionais da especialidade.

4.2 Modulação em BLU em sistemas ópticos

4.2.1 Introdução

São conhecidas desde há muitos anos as vantagens da redução da ocupação espectral dos sinais em sistemas de comunicações ópticas. Essa redução pode passar pela optimização do formato do impulso eléctrico em sistemas de comunicações com modulação directa do laser [87], ou pela explícita redução da largura de banda do sinal óptico modulado em

sistemas de comunicação com modulação externa [90, 97] recorrendo a formatos de modulação com maior eficiência espectral.

O processo mais simples de modulação em intensidade de uma portadora (óptica ou eléctrica) requer uma disponibilidade de largura de banda, centrada na frequência da portadora, que é aproximadamente o dobro da largura de banda ocupada pelo espectro do sinal modulante em banda-base. No entanto, ambas as bandas laterais à portadora contem informação idêntica, que permite reconstruir o sinal modulante de forma unívoca, pelo que se pode suprimir uma delas obtendo-se um sinal modulado em banda lateral única.

Em sistemas ópticos guiados, a aplicação de técnicas de modulação com maior eficiência espectral só recentemente foi objecto de estudo uma vez que, para efeitos práticos, a largura de banda disponibilizada pelo canal óptico era suficiente para as necessidades dos sistemas implementados. Contudo, mais recentemente, a necessidade de rentabilização económica da infra-estrutura de canal óptico instalada, impôs a necessidade de que esta seja utilizável com taxas de transmissão iguais ou superiores a 10Gb/s. Para estes ritmos de transmissão, a qualidade do serviço é fortemente afectada pelas características dispersivas do canal [88] e, neste caso, a utilização de técnicas de modulação em banda lateral única (BLU) pode contribuir para minorar esses efeitos.

4.2.2 Vantagens da modulação em BLU nos sistemas ópticos

Nos sistemas ópticos com detecção de intensidade, o maior obstáculo à redução da penalidade do canal óptico resultante da dispersão cromática, tem a ver com o processo de detecção no receptor. O elemento transdutor é um fotodetector que detecta a envolvente presente na portadora óptica modulada em intensidade. A função de transferência do detector é dada por:

$$d(t) = \Re |E_{in}(t)|^2 \quad (\text{E 67})$$

em que $E_{in}(t)$ representa o campo eléctrico do sinal óptico incidente, \Re é responsividade do fotodetector e $d(t)$ é o sinal eléctrico detectado. O processo de detecção é assim caracterizado por uma expressão quadrática, função da amplitude do campo eléctrico incidente, que sobrepõe na banda base do sinal detectado as bandas laterais inferior e

superior do espectro original do sinal modulado centrado numa frequência portadora f_0 pelo processo de modulação.

A preservação da informação de fase no processo de detecção em sistemas de comunicação ópticos é fundamental para efeitos de compensação da dispersão já que um dos principais mecanismos de limitação da qualidade do canal óptico, que é a dispersão cromática [88, 89], se manifesta pela variação do atraso de grupo entre as diferentes componentes do espectro do sinal modulado.

Uma representação do espectro do sinal óptico modulado afectado de dispersão cromática e do sinal eléctrico detectado considerando o processo de detecção de intensidade está representado na Figura 80, para os dois casos de modulação em BLD e BLU.

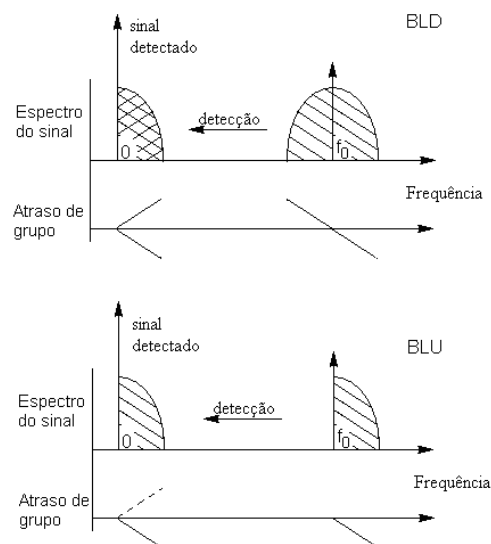


Figura 80 – Amplitude do espectro e atraso de grupo do sinal óptico antes e após a detecção para o caso de um sistema BLD (em cima) e BLU-BLS (em baixo), afectados de dispersão cromática.

No caso da modulação em BLD, verifica-se que o processo de detecção de intensidade causa o batimento entre as componentes de frequências das duas bandas laterais o que origina a sobreposição no sinal banda-base da diferente informação de fase presente nessas bandas laterais, com a consequente perda da informação contida na fase do sinal. Como a

análise do sinal eléctrico resultante não permite fazer qualquer distinção relativamente às contribuições individuais que estiveram na sua origem, fica inviabilizada a possibilidade de compensar totalmente no receptor a distorção de fase resultante da dispersão cromática do canal por intermédio de um equalizador cuja função de transferência em fase seja o inverso da função de transferência em fase do canal.

Ao contrário, no caso do sinal modulado em BLU ideal este processo de detecção não causa batimento entre as duas bandas laterais porque uma delas foi totalmente suprimida, pelo que a informação da distorção na fase do sinal em resultado da dispersão cromática é preservada no sinal banda-base. Assim, seria viável a sua total compensação por intermédio de um compensador eléctrico com resposta em fase inversa á do canal [99].

Já em 1993 [90] foi apresentado um sistema BLU-PSK (Phase Shift Keying – modulação discreta de fase) onde se conseguiu transmissão de um sinal banda-base de 6Gb/s ao longo de 270km de fibra óptica mono modo convencional (FOMMC) (total de dispersão acumulada de 4320ps/nm) utilizando um comprimento de onda de 1.55 μ m e um equalizador eléctrico na forma de uma linha microfita. Mais recentemente, Sieben [99] apresentou resultados experimentais comparativos de desempenho de sistemas BLD, BLU e BLU com compensação pós-deteção (com uma linha microfita). Admitindo uma penalidade de 3dB na sensibilidade do receptor relativamente ao valor medido para 0km, as distâncias reportadas são 100km, 180km e 240km, respectivamente.

4.3 Métodos de obter modulação óptica em BLU.

A supressão de banda lateral em sistemas ópticos tem sido realizada por dois métodos:

- Atenuação da banda lateral não desejada de um sinal modulado em BLD, realizada por filtragem passiva no domínio óptico [91, 90],
- Aplicação de técnicas de processamento de fase que podem ser implementadas quer no domínio óptico [92] quer no domínio eléctrico [102].

4.3.1 Métodos de filtragem óptica

O processo de filtragem óptica embora do ponto de vista conceptual seja a forma mais fácil de produzir um sinal em BLU por atenuação da banda lateral não desejada de um sinal modulado em BLD, apresenta no entanto um conjunto de inconvenientes quando se considera a sua implementação prática, os quais serão descritos sumariamente nos parágrafos seguintes.

A grande maioria dos filtros ópticos empregues nos sistemas comerciais apresenta uma característica em função da frequência fixa, o que significa uma elevada penalidade em termos de flexibilidade do sistema que para além disso fica fortemente dependente da estabilidade em frequência da portadora e do filtro. São necessários filtros ópticos de ordem elevada e com características ópticas muito estáveis de forma a suprimir uma das bandas laterais do sinal óptico modulado, porém com reduzido impacto nas componentes de baixa frequência da banda lateral que se pretende manter, próximas da frequência da portadora. Isto torna a este método tanto mais complexo de implementar quanto menor é o débito binário.

Os parágrafos seguintes descrevem métodos de modulação em BLU com recurso a técnicas de processamento de fase.

4.3.2 Configurações práticas para gerar sinal em BLU

A primeira referência respeitante à utilização de sistemas em BLU no domínio óptico aparece no contexto de uma patente submetida no início dos anos 90 [93], a qual detalha métodos de multiplexagem da informação proveniente de vários tributários eléctricos em um só canal óptico com recurso a técnicas de modulação de sub-portadoras na zona das microondas. O autor considera ainda a possibilidade de, seguidamente, efectuar multiplexagem no comprimento de onda. O objectivo do autor na patente publicada era o de reduzir a ocupação espectral por canal óptico, pelo uso de técnicas de modulação com elevada eficiência espectral. A figura seguinte detalha a técnica proposta em [93, 94 e 95] para gerar sinal em BLU no domínio óptico.

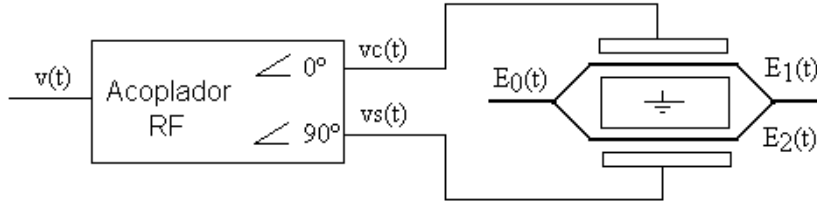


Figura 81 – Forma de implementar modulação SSB óptica, por intermédio de um modulador MZ de eléctrodo duplo.

O sinal de informação no domínio eléctrico é aqui considerado como uma portadora de frequência ω_{RF} modulada em amplitude e dada por $v(t) = A(t)\cos(\omega_{RF}t + \theta)$. Este sinal passa por um bloco de processamento eléctrico que, idealmente, produz nas suas saídas duas réplicas do sinal de entrada $vc(t)$ e $vs(t)$ com uma fase relativa de 90° dadas por, respectivamente: $vc(t) = A(t)\cos(\omega t + \theta)$ e $vs(t) = A(t)\sin(\omega t + \theta) - V\pi/2$. $V\pi/2$ representa o valor da tensão DC adicionada ao sinal $vs(t)$ por forma a causar um desvio de fase de $\pi/2$ entre os sinais $E_1(t)$ e $E_2(t)$. A portadora óptica de frequência ω_0 , dada por $E_0(t) = E_0 \sin(\omega_0 t)$, é modulada pelos dois sinais eléctricos tendo-se na saída de cada ramo respectivamente:

$$\begin{aligned} E_1(t) &= E_0 \sin(\omega_0 t) \sin[A(t) \sin(\omega_{RF} t + \theta)] \\ E_2(t) &= -E_0 \cos(\omega_0 t) \sin[A(t) \cos(\omega_{RF} t + \theta)] \end{aligned} \quad (\text{E 68})$$

Assumindo que os sinais de modulação são de amplitude suficientemente reduzida tal que se possa considerar que o modulador opera numa zona linear, a expressão (E 68) pode simplificar-se tendo-se:

$$\begin{aligned} E_1(t) &\cong E_0 \sin(\omega_0 t) A(t) \sin(\omega_{RF} t + \theta) \\ E_2(t) &\cong -E_0 \cos(\omega_0 t) A(t) \cos(\omega_{RF} t + \theta) \end{aligned} \quad (\text{E 69})$$

Considerando agora os sinais genéricos $a(t)$ e $\hat{a}(t)$ obtidos a partir de um sinal $s(t)$ tal como apresentado na Figura 81, em que $\hat{a}(t)$ é o sinal que se obtém na saída com desfasamento de 90° , o formato das expressões (E 69) pode ser obtido por:

$$\begin{aligned} & \text{Re}\{E_0 \exp(j\omega_0 t) [a(t) + j\hat{a}(t)]\} \\ & = a(t)E_0 \cos(\omega_0 t) - \hat{a}(t)E_0 \sin(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (\text{E } 70)$$

O termo $a(t) + j\hat{a}(t)$ é designado por sinal analítico e será o termo responsável pela selecção da banda suprimida no sinal de banda lateral única resultante. A operação de desfasamento do sinal de um valor de 90° (designada por Transformada de Hilbert (TF)) e a sua transformada de Fourier são dadas pelas expressões seguintes (considerando o transformador de Hilbert ideal) [96]:

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \xrightarrow{TF} H(\omega) = \begin{cases} -j & \omega \geq 0 \\ +j & \omega < 0 \end{cases} \quad (\text{E } 71)$$

Definindo as seguintes transformadas de Fourier dos sinais $a(t)$ e $\hat{a}(t)$:

$$\begin{aligned} a(t) & \xrightarrow{TF} A(\omega) = A^+(\omega) + A^-(\omega) \quad \begin{cases} A^+(\omega) = A(\omega) & \omega \geq 0 \\ A^-(\omega) = A(\omega) & \omega < 0 \end{cases} \\ \hat{a}(t) = a(t) * h(t) & \xrightarrow{TF} \hat{A}(\omega) = \hat{A}^+(\omega) + \hat{A}^-(\omega) \quad \begin{cases} \hat{A}^+(\omega) = -jA(\omega) & \omega \geq 0 \\ \hat{A}^-(\omega) = jA(\omega) & \omega < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{E } 72)$$

Fazendo a transformada de Fourier do sinal na expressão (E 70) e substituindo pelas expressões em (E 72) tem-se:

$$\frac{\pi E_0}{2} \left\{ \begin{aligned} & [A^+(\omega - \omega_0) + A^-(\omega - \omega_0) + A^+(\omega + \omega_0) + A^-(\omega + \omega_0)] \\ & - \frac{1}{j} [\hat{A}^+(\omega - \omega_0) + \hat{A}^-(\omega - \omega_0) - \hat{A}^+(\omega + \omega_0) - \hat{A}^-(\omega + \omega_0)] \end{aligned} \right\} \quad (\text{E } 73)$$

Simplificando ainda de acordo com (E 72):

$$\frac{\pi E_0}{2} \left\{ \begin{aligned} & A^+(\omega - \omega_0) + A^-(\omega - \omega_0) + A^+(\omega + \omega_0) + A^-(\omega + \omega_0) \\ & - [A^+(\omega - \omega_0) - A^-(\omega - \omega_0) - A^+(\omega + \omega_0) + A^-(\omega + \omega_0)] \end{aligned} \right\} \quad (\text{E } 74)$$

A simplificação da expressão (E 74) conduz por fim à solução:

$$\pi E_0 [A^+(\omega - \omega_0) + A^-(\omega + \omega_0)] \quad (\text{E } 75)$$

A forma geral do espectro do sinal (E 75) de acordo com as definições em (E 72) é representada na Figura 82:

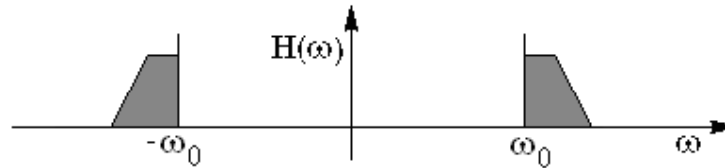


Figura 82 – Espectro genérico do sinal representado na expressão (E 75).

O espectro do sinal dado pela expressão (E 75) mostra a característica de um sinal em Banda Lateral Única – Banda Lateral Superior (BLU-BLS). Para com a mesma configuração analisada atrás obter um sinal Banda Lateral Única – Banda Lateral Inferior (BLU-BLI) basta trocar o sinal do termo complexo na expressão (E 73) o que equivale a trocar o sinal do termo correspondente ao sinal analítico na expressão (E 70). O processo genérico de obtenção de um sinal em BLU pelo método de processamento de fase analisado encontra-se sumariado na Figura 83:

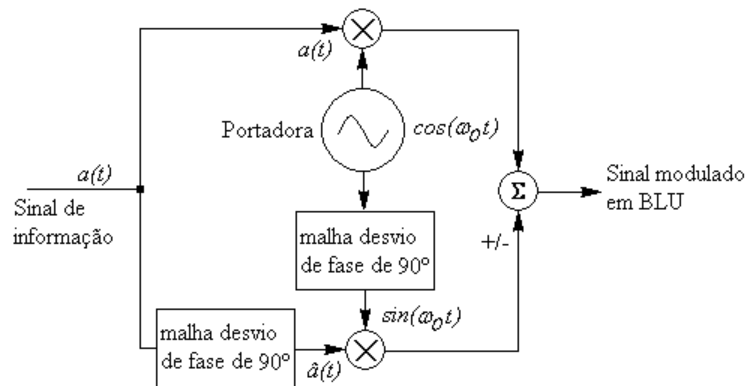


Figura 83 – Processo de obtenção de um sinal em BLU pelo método de processamento de fase.

4.3.3 Configurações para gerar sinal em BLU utilizadas neste trabalho

No decurso deste trabalho, para obter um sinal modulado em BLU recorreu-se exclusivamente ao método de processamento de fase. Este foi no entanto implementado de

duas formas distintas. A técnica de processamento de fase, representada na Figura 83, foi inicialmente descrita em patente [94] mas as vantagens da sua utilização como forma de ultrapassar os efeitos causados pela dispersão cromática num sistema de comunicações óptico a 51.8Mb/s com multiplexagem de sub-portadora (MSP) a 12GHz, foram objecto de estudo em [97] onde é reportado um valor de penalidade na potência óptica inferior 0.5dB, após transmissão ao longo de 80km de FOMMC e para uma PE de 10^{-9} . Uma descrição dos aspectos relacionados com a geração de sinal em BLU partindo de um sinal eléctrico NRZ a 10 Gb/s em banda base é apresentada em [98 e 99] sendo esta configuração adoptada posteriormente por outros autores [100, 101, 102].

A aplicação da topologia genérica apresentada na Figura 83 é condicionada por questões práticas de implementação da malha de desvio de fase de 90° . Esta malha é tipicamente implementada de duas formas: recorrendo a filtros transversais [96] ou a circuitos passivos para microondas [103]. No caso dos filtros transversais é possível obter funções de transferência com salto de fase de $\pm\pi/2$ na origem (e fase linear para $\omega>0$ e $\omega<0$) para sequências de coeficientes anti-simétricas (funções ímpares) mas isso significa que a resposta em amplitude terá também uma alteração de sinal na origem [104]. Por outro lado, no caso dos circuitos passivos constituídos por linhas de transmissão com acoplamento mútuo, estes são fortemente dependentes da frequência, e apresentam uma resposta em amplitude do tipo passa-banda. Isto causa problemas em sistemas em que o sinal de informação em banda-base apresenta elevado conteúdo espectral nas baixas frequências.

A solução para esta questão pode passar pelo emprego de métodos de pré-codificação do sinal eléctrico de forma a reduzir a energia deste nas componentes espectrais de menor frequência, formatos como o AMI ou o duo-binário com supressão de portadora seriam adequados [105].

A Figura 84 apresenta as configurações consideradas para efeitos de teste experimental de desempenho dos compensadores eléctricos desenvolvidos neste trabalho.

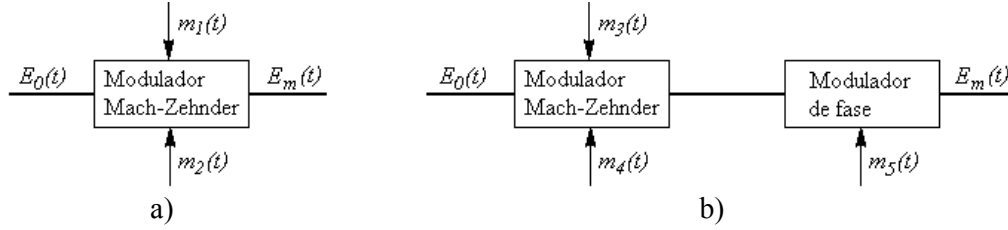


Figura 84 – Topologias sugeridas em [99] para obtenção de um sinal em BLU pelo método de processamento de fase.

Ambas as configurações a) e b) foram implementadas no âmbito de outros estudos [99,102-110] pelo que serão apenas objecto de breve descrição no âmbito deste trabalho.

4.3.3.1 Configuração com recurso a apenas um modulador MZ

A função de transferência do modulador de Mach-Zehnder de eléctrodo duplo é dada por [99]:

$$E_m(t) = \frac{E_o(t)}{2} \left[\exp\left(\frac{j\pi m_1(t)}{V_\pi}\right) + \exp\left(\frac{j\pi m_2(t)}{V_\pi}\right) \right] \quad (\text{E } 76)$$

em que $m_1(t)$ e $m_2(t)$ são os sinais eléctricos nos eléctrodos do Mach-Zehnder, V_π é a tensão correspondente a um desvio de fase de π na função de transferência do modulador, $E_o(t)$ e $E_m(t)$ são respectivamente o campo eléctrico do sinal óptico na entrada e na saída do modulador. A portadora $E_o(t)$ é modelada como uma sinusóide de frequência f_0 cujo valor, em todos os testes realizados no âmbito deste trabalho corresponde à terceira janela de baixa absorção da sílica (193.55THz (1550nm)) onde se verifica dispersão cromática com valor em torno de 17ps/nm·km para a FOMMC.

É sabido que a função de transferência de um modulador de Mach-Zehnder depende fortemente do ponto de polarização DC que lhe é imposto tendo a máxima linearidade quando esse ponto DC corresponde a $\frac{V_\pi}{2}$. Para avaliar de uma forma mais cuidadosa como a distorção resultante das componentes de intermodulação que se somam ao sinal desejado

pode ser minimizada, a função de transferência (E 76) pode ser expandida em série de Taylor [99] obtendo-se os seguintes termos até à 3ª ordem:

$$E_m(t) \cong E_0 \left[\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{n\pi}{\sqrt{2}} (a(t) + j\hat{a}(t)) + \frac{(n\pi)^2}{\sqrt{2}} (-a^2(t) + j\hat{a}(t)a(t)) - \frac{(n\pi)^3}{\sqrt{2}} \left(\frac{a^3(t)}{6} + \frac{\hat{a}^2(t)a(t)}{2} + j \left(\frac{\hat{a}^3(t)}{6} + \frac{a^2(t)\hat{a}(t)}{2} \right) \right) \right] \quad (\text{E 77})$$

em que n é o índice de modulação. Da análise de (E 77) verifica-se que o modulador produz na sua saída um sinal óptico modulado cujo espectro apresenta as características de um sinal em BLU (expressão (E 70) termo linear em $a(t)$ e $\hat{a}(t)$) e, para além disso, termos de ordem superior em $a(t)$ e $\hat{a}(t)$. Nos receptores com detecção de intensidade que usam tipicamente como transdutores foto detectores do tipo PIN, o sinal eléctrico resultante do processo de detecção é proporcional ao quadrado do campo eléctrico incidente. Assumindo um canal óptico ideal o sinal eléctrico detectado considerando apenas os termos até à segunda ordem em (E 77) seria então dado por [99]:

$$I = |E_o|^2 \cong \frac{1}{2} + n\pi a(t) - \frac{2}{3} (n\pi)^3 a(t)^3 \quad (\text{E 78})$$

Para recuperar o sinal com o mínimo de distorção, os termos de segunda ordem e de ordem superior devem ser minimizados, pois não poderão ser compensados no receptor antes da etapa de decisão, pelo tipo de processadores lineares eléctricos desenvolvidos neste trabalho. Poderão no entanto ser ainda assim mitigados pela capacidade dos compensadores, ainda que lineares, de optimizarem o formato do sinal. Para minimizar os termos de ordem superior a um presentes em (E 78) deverá ser considerado um índice de modulação n reduzido. Em [99] o autor indica o valor de 0.2 como índice de modulação recomendado para desempenho óptimo, valor obtido por simulação e posteriormente considerado nos testes experimentais.

De forma a gerar o sinal óptico em BLU pela aproximação ao método apresentado na Figura 83 é necessário proceder a algumas operações de condicionamento de sinal no

domínio eléctrico. Assim os sinais a fornecer a cada uma das entradas do modulador são dados respectivamente por [99]:

$$\begin{aligned} m_1(t) &= nV_\pi(a(t) + \hat{a}(t)) - \frac{V_\pi}{4} \\ m_2(t) &= nV_\pi(-a(t) + \hat{a}(t)) + \frac{V_\pi}{4} \end{aligned} \quad (\text{E 79})$$

A aplicação da tensão de polarização e sinal ao modulador é feita na forma denominada “*push-pull*” para a qual o modulador se aproxima da condição de variação de fase no sinal de saída (*chirp*) nula [106]. Configurações experimentais deste tipo são apresentadas em [97, 107, 108, 109].

4.3.3.2 Configuração com recurso a um modulador MZ seguido de um modulador de fase

A topologia apresentada na Figura 84 b) usa um modulador MZ seguido de um modulador de fase. Os sinais a aplicar a esta configuração são dados pelas expressões seguintes [99]:

$$\begin{aligned} m_3(t) &= nV_\pi a(t) - \frac{V_\pi}{4} \\ m_4(t) &= -nV_\pi a(t) + \frac{V_\pi}{4} \\ m_5(t) &= nV_\pi \hat{a}(t) \end{aligned} \quad (\text{E 80})$$

Esta segunda configuração apresenta, relativamente à da Figura 83 e tal como referido por [99], a vantagem de simplificar a electrónica do transmissor. Isto é particularmente importante quando se processa sinais a débitos muito elevados (10Gb/s e superiores) em que vários factores no domínio eléctrico podem contribuir para degradar o desempenho deste processo de modulação tais como: degradação do sinal motivada por perdas e desadaptações nas várias ligações entre componentes, diferença de fase não prevista entre os dois sinais que chegam ao modulador motivados por diferenças entre as dimensões físicas dos componentes passivos e/ou diferenças na resposta em frequência dos componentes activos. As implicações da inclusão de um componente óptico adicional (modulador de fase) e o respectivo custo associado são assim uma desvantagem.

Na expressão (E 80) note-se que os sinais $m_3(t)$ e $m_4(t)$ dependem apenas do sinal original $a(t)$. O primeiro bloco configura assim um modulador em BLD comum o que representa uma vantagem adicional para esta configuração: pode ser aplicada como uma etapa de pós-processamento óptico em sistemas “*legacy*” com modulação em BLD permitindo, com menor custo, modificar o sistema para operar com modulação em BLU. Esta última topologia foi detalhadamente abordada em [110] sendo, na Figura 85, reproduzida a configuração simplificada genérica a incluir num sistema com modulação em BLD, proposta em [110].

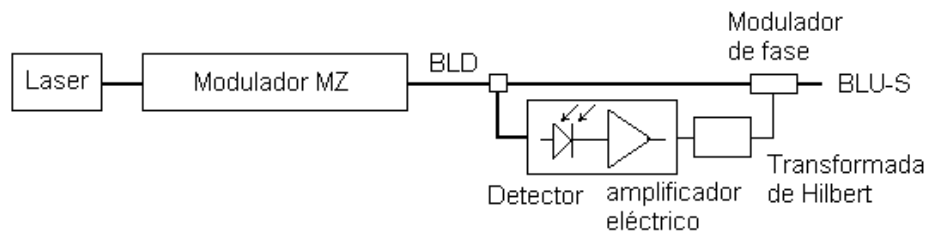


Figura 85 – Topologia proposta em [110] para obtenção de um sinal com modulação em BLU-BLS a partir de um sistema com modulação em BLD.

Do ponto de vista conceptual esta topologia é atractiva, mas há questões de implementação a ter em conta, por exemplo o cuidado de que ambos os sinais óptico e eléctrico que chegam ao modulador de fase não apresentem atraso relativo, isto é, o tempo de propagação dos sinais nos dois ramos do modulador de BLU deve ser idêntico. Este e outros detalhes são descritos pelos autores da topologia em [110].

4.4 Desempenho de sistemas com modulação em BLD e BLU em canal linear afectado de DVG e AGD

Como foi já referido anteriormente, um aspecto fundamental que limita o desempenho dos sistemas ópticos com modulação em BLD com detecção directa tem a ver com o processo de conversão do sinal óptico modulado para sinal eléctrico ser não-linear, tal como é dado pela expressão (E 67). A seguir é analisado o impacto que a DVG e o AGD tem na característica de transmissão do canal considerando modulação em intensidade em BLD e comparado com modulação em BLU. Outros formatos com maior eficiência espectral, tais como o duo-binário ou o DPSK, poderiam no entanto ser usados com vantagens de robustez para o sistema quanto aos efeitos da DVG [111, 112].

4.4.1 Sistema BLD afectado de DVG

Considerando um sinal óptico modulado em intensidade por um sinal sinusoidal de frequência ω_{RF} , a expressão para o campo eléctrico $E_x(t)$ é dada por:

$$E_x(t) = A + B \exp(j\omega_{RF}t) + B \exp(-j\omega_{RF}t) \quad (\text{E 81})$$

em que A e B são as amplitudes da portadora e das bandas laterais, respectivamente. Para simplificar, a portadora é considerada centrada na frequência $\omega=0$.

Considere-se um troço de FOMMC de comprimento Lf sem perdas cuja função de transferência em regime linear é dada por $\exp(j\psi(\omega))$ em que $\psi(\omega)$ é a fase introduzida pelo troço de fibra, dada por [113 , 114]:

$$\psi(\omega) = -\frac{D_\lambda Lf \lambda_0^2 (\omega_0 - \omega_{RF})^2}{4\pi c} \quad (\text{E 82})$$

e em que D_λ é o coeficiente de dispersão da fibra ($\sim 17\text{ps/nm}\cdot\text{km}$ para FOMMC para $\lambda=1550\text{nm}$) e λ_0 é o comprimento de onda da portadora óptica. Após propagação ao longo do troço de fibra seguido de detecção directa, o sinal eléctrico obtido é dado por:

$$d(t) = |A + B \exp(j\omega_{RF}t) \exp(j\psi(\omega)) + B \exp(-j\omega_{RF}t) \exp(j\psi(\omega))|^2 \quad (\text{E 83})$$

já que $\psi(\omega) = \psi(-\omega)$. Simplificando a expressão anterior e considerando apenas os termos à frequência ω tem-se que:

$$d(t) \propto \cos(\omega_{RF}t) \cos(\psi(\omega)) \quad (\text{E 84})$$

A informação de fase do canal presente em $\psi(\omega)$ aparece assim no sinal detectado como uma modulação de amplitude do sinal sinusoidal inicial. A agravante deste efeito está no facto de esta função modulante $\cos(\psi(\omega))$ impor nulos periódicos, os quais um sistema de compensação linear não poderá compensar totalmente.

A Figura 86 apresenta a resposta em amplitude do sinal detectado $d(t)$ onde são visíveis os nulos. As curvas e os valores de dispersão acumulada (em ps/nm) encontram-se normalizados pelo parâmetro B que representa o valor do débito do canal, em Gb/s.

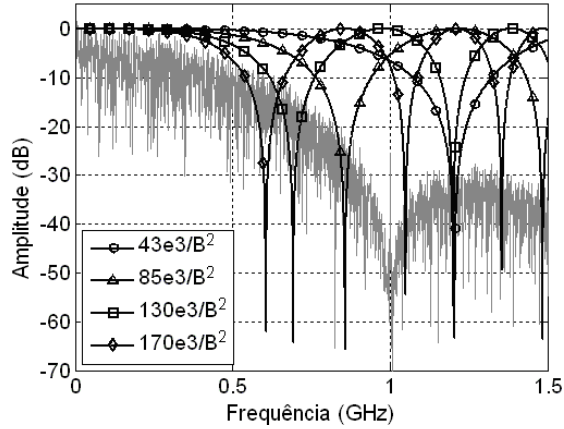


Figura 86 – Curvas de amplitude do sinal detectado em função da frequência, para vários valores de DVG acumulada dada por $B^2 DL$ [em $(\text{Gb/s})^2 \cdot \text{ps/nm}$], L em [km]. Para referência a figura inclui sobreposto, em tom mais claro, o espectro de um sinal NRZ ideal após detecção.

Considerando como largura de banda mínima adequada para processamento de um sinal NRZ (não o degradando significativamente) o valor de $0.7 \cdot B$ [115], a análise do gráfico anterior permite concluir que para valores de DVG acumulada próximos de $85 \times 10^3 / B^2$ [ps/nm] (com B em Gb/s), o sinal detectado deverá denotar já alguma ligeira IES uma vez que a resposta da Figura 86 vem ainda multiplicada pela resposta do fotodetector. Para valores de DVG normalizada superiores a $130 \times 10^3 / B^2$ [ps/nm], o sinal deverá apresentar forte IES uma vez que o nulo da resposta do sistema situa-se já na banda mínima necessária de $0.7 \cdot B$ atrás considerada. O limite de dispersão para se ter 1dB de penalidade, considerando que a largura espectral do sinal modulado é função apenas do sinal de modulação, por exemplo para o caso de modulação externa ideal (sem modulação de fase - *chirping*), é dado por [116]:

$$DL = \frac{c}{2\lambda_0^2 B^2} \quad (\text{E 85})$$

com λ_0 em [μm], B em [Gb/s], D em [ps/(nm·km)] e L em [m]. Para $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$, 1dB de penalidade corresponderia a uma curva $B^2 DL = 62 \times 10^3$. Concretizando para os casos

particulares de débito binário $B = 10\text{Gb/s}$ e 40Gb/s e tendo como referência uma FOMMC com parâmetro $D=17\text{ps/nm}\cdot\text{km}$, o resultado anterior deixa antever uma distância máxima de transmissão, para uma penalidade óptica de 1dB resultante da DVG, de 36.5km (para 10Gb/s) e 2.3km (para 40Gb/s).

4.4.2 Sistema com modulação em BLD afectado de AGD

Para modelar o efeito do AGD considere-se novamente a expressão de uma portadora óptica modulada por um sinal sinusoidal dada por (E 81). O troço de FOMMC, tendo em conta apenas o efeito do AGD (isto é considerando apenas duas polarizações ortogonais distintas), é agora modelado como sendo constituído por dois percursos distintos com um atraso de propagação diferencial $\Delta\tau_A$. A função de transferência de tal bloco é dada por:

$$F(\omega) = \sqrt{\gamma} + \sqrt{1-\gamma} \exp(-j\omega\Delta\tau_A) \quad (\text{E } 86)$$

em que γ é o factor de divisão de potência entre as duas polarizações distintas. Após propagação ao longo do troço de FOMMC, a expressão para o sinal eléctrico detectado é dada por:

$$d(t) = \left| \frac{A + \sqrt{\gamma}B \exp(j\omega_{RF}t) + \sqrt{1-\gamma}B \exp(j\omega_{RF}t)}{\sqrt{\gamma}B \exp(-j\omega_{RF}t) + \sqrt{1-\gamma}B \exp(-j\omega_{RF}t)} \right|^2 \quad (\text{E } 87)$$

Considerando apenas os termos à frequência ω , o sinal detectado vem dado por:

$$d(t) \propto 4AB \left[\sqrt{\gamma} \cos(\omega_{RF}t) + \sqrt{1-\gamma} \cos(\omega_{RF}(t - \Delta\tau_A)) \right] + 4\sqrt{\gamma(1-\gamma)}B^2 \cos(\omega_{RF}\Delta\tau_A) \quad (\text{E } 88)$$

Da expressão (E 88) verifica-se que o sinal detectado consiste na soma de duas réplicas do sinal original com um atraso relativo $\Delta\tau_A$ e de uma componente que, para o caso particular do sinal de modulação considerado (composto apenas por um tom com frequência ω_{RF}), é uma componente DC fixa.

Variando o atraso diferencial $\Delta\tau_A$ na expressão (E 88) obtêm-se as curvas apresentadas na Figura 87 em função de ω_{RF} . As curvas e os valores do atraso diferencial $\Delta\tau_A$ [ps] encontram-se normalizados pelo parâmetro B [Gb/s].

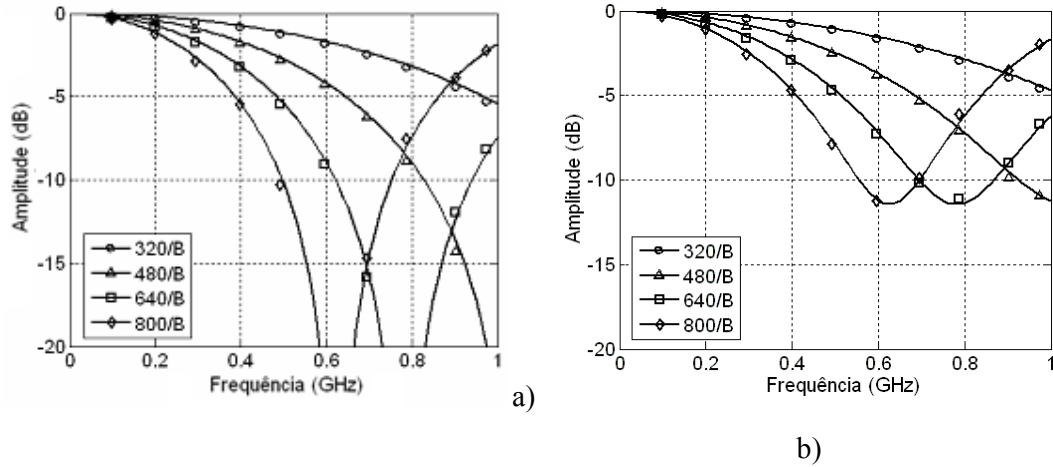


Figura 87 - Amplitude do sinal detectado em função da frequência, para vários valores do AGD [ps] e para os casos de: a) $\gamma=0.5$ e b) $\gamma=0.25$. B em [Gb/s].

A análise é semelhante à efectuada anteriormente para o caso da DVG. É de esperar que para valores do AGD próximos de $320/B$ [ps] e tendo em conta a resposta do fotodetector, seja já visível no sinal detectado alguma IES. Para um sistema óptico de longo alcance (100km) a 40Gb/s com modulação NRZ o valor máximo do AGD recomendado pelo ITU-T é de 7.5ps. Assim, para o caso $320/B$ será de esperar que o AGD não seja ainda o factor dominante limitativo de desempenho mas estará no limiar do aceitável. É de esperar que a AGD se torne o factor limitativo do desempenho do sistema para valores de AGD da ordem de $640/B$ [ps]. O pior caso do efeito do AGD acontece para uma divisão equitativa de potência entre os dois estados de polarização ($\gamma=0.5$) em que a atenuação é maior, como se vê comparando as Figura 87 a) e b).

Os nulos da amplitude da resposta em frequência apresentada na

Figura 87, podem ser facilmente calculados considerando $\gamma=0.5$ e a expressão simples $H(\omega) = 1 + \exp(-j\omega\Delta\tau_A)$ e acontecem às frequências:

$$f = \frac{2n+1}{2\Delta\tau_A} \quad n \in Z$$

(E 89)

Considerando o caso particular de um troço de FOMMC ideal apenas afectado de AGD e novamente os casos de interesse de taxas de transmissão de 40Gb/s e 10Gb/s, tem-se que o AGD deverá para o pior caso ($\gamma=0.5$) causar forte IES para valores de comprimento de fibra superiores a 64km e 1000km respectivamente.

4.4.3 Sistema com modulação em BLU afectado de DVG

A partir da expressão (E 81) é fácil verificar o desempenho de um sistema com modulação em BLU afectado de DVG. Considerando que a amplitude do tom à frequência $-\omega_{RF}$ é suprimida de um factor dado pela razão de supressão de banda lateral (RSBL) vem:

$$E_x(t) = A + B \exp(j\omega_{RF}t) + B' \exp(-j\omega_{RF}t) \quad (\text{E 90})$$

com $B' = 10^{-\left(\frac{RSBL}{20}\right)} B$. Após detecção o sinal eléctrico resultante é dado por:

$$d(t) = \left| A + B \exp(j\omega_{RF}t) \exp(j\psi(\omega)) + B' \exp(-j\omega_{RF}t) \exp(j\psi(\omega)) \right|^2 \quad (\text{E 91})$$

$$\begin{aligned} d(t) \propto & 2AB [\cos(\omega_{RF}t) \cos(\psi(\omega)) - \sin(\omega_{RF}t) \sin(\psi(\omega))] \\ & + 2AB' [\cos(\omega_{RF}t) \cos(\psi(\omega)) + \sin(\omega_{RF}t) \sin(\psi(\omega))] \end{aligned} \quad (\text{E 92})$$

No caso ideal de RSBL infinito (OSSB ideal) $B'=0$ e em consequência o segundo termo da direita da expressão anterior anula-se. A expressão reduz-se assim, por uma simples relação trigonométrica, a:

$$d(t) \propto 2AB \cos(\omega_{RF}t + \psi(\omega)) \quad (\text{E 93})$$

Conclui-se assim que no caso de BLU ideal a informação de fase do canal está presente na fase do sinal detectado. O bloco de compensação tem assim apenas que sintetizar uma função de transferência com fase $-\psi(\omega)$.

4.4.4 Sistema com modulação em BLU afectado de AGD

O efeito da distorção motivada apenas pelo AGD resulta na soma de dois sinais eléctricos distintos resultantes da propagação de duas réplicas do sinal original com um atraso diferencial $\Delta\tau_A$. Assim, a supressão de uma das bandas do espectro do sinal transmitido não

altera a expressão do sinal detectado $d(t)$ dada por (E 88), sendo de esperar resultados semelhantes aos obtidos na Figura 87.

4.5 Estratégias de compensação pós-deteção da dispersão com modulação em BLD.

4.5.1 Introdução

No ponto anterior foi apresentada a vantagem da modulação em BLU. Embora o formato de modulação em BLU permita, quando se consideram os compensadores de pós-deteção lineares desenvolvidos neste trabalho, prever maior eficiência na compensação da DVG, é possível ainda assim que este tipo de compensadores seja eficiente a mitigar quer os efeitos do AGD em ambos os casos de BLU e BLD, quer o efeito da DVG em BLD.

Os tópicos seguintes centram-se na compensação dos efeitos da DVG e do AGD em sistemas ópticos com formato de sinal NRZ, uma vez que os circuitos dos filtros implementados apresentam limitações de largura de banda que os tornam menos adequados para formatos de modulação espectralmente mais exigentes tais como o RZ.

4.5.2 Compensação da DVG e do AGD em sistema com modulação em BLD

A questão da compensação da DVG em sistema com modulação em BLD foi já abordada em [117]. Os autores descrevem um sistema de compensação para modulação em BLD que aqui se reproduz, parcialmente e de uma forma simplificada, na Figura 88 a). A topologia pretende implementar a função inversa da amplitude da função de transferência do canal (expressão (E 84)), após cancelar o efeito quadrático do fotodetector. O autor propõe ainda implementar a função $\cos(\cdot)^{-1}$ através de uma aproximação obtida por intermédio de um filtro recursivo com resposta impulsional infinita (RII) do tipo “*Direct Form I*” de 4ª ordem, tal como apresentado na Figura 88 b).

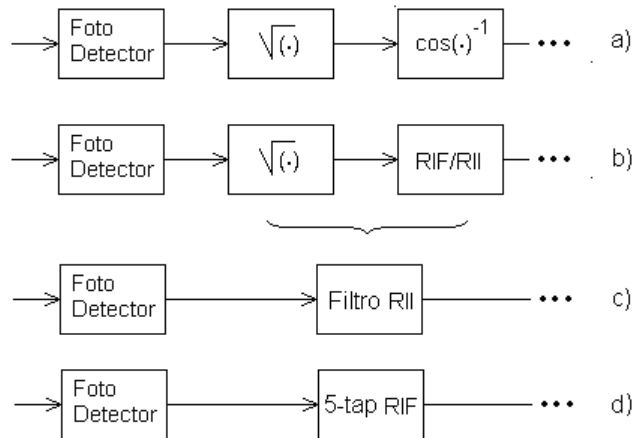


Figura 88 – Estratégias para compensação da DVG num sistema com modulação em BLD : a), b) e c) propostas em [117], d) projectada, implementada e testada neste trabalho.

Como neste trabalho não foi desenvolvido um bloco que permita implementar a função raiz quadrada ($\sqrt{\cdot}$), os resultados obtidos experimentalmente e apresentados neste trabalho para o caso de compensação da dispersão em sistema com modulação em BLD, correspondem ao caso da Figura 88 d) em que o filtro de resposta impulsional finita RIF terá de aproximar os dois blocos da Figura 88 b). Os resultados experimentais revelam que o filtro RIF de ordem 4 que foi implementado neste trabalho tem capacidade de compensar DVG no caso de sistemas com modulação em BLD mas com muito menor eficiência comparativamente com o caso de modulação em BLU.

4.6 Resultados da compensação de DVG e AGD em sistema com modulação em BLD e BLU a 40Gb/s

4.6.1 Disposição experimental de teste do compensador com DVG

A avaliação experimental de desempenho do filtro compensador para 40Gb/s foi realizada tendo como base o cenário de teste apresentado na Figura 89.

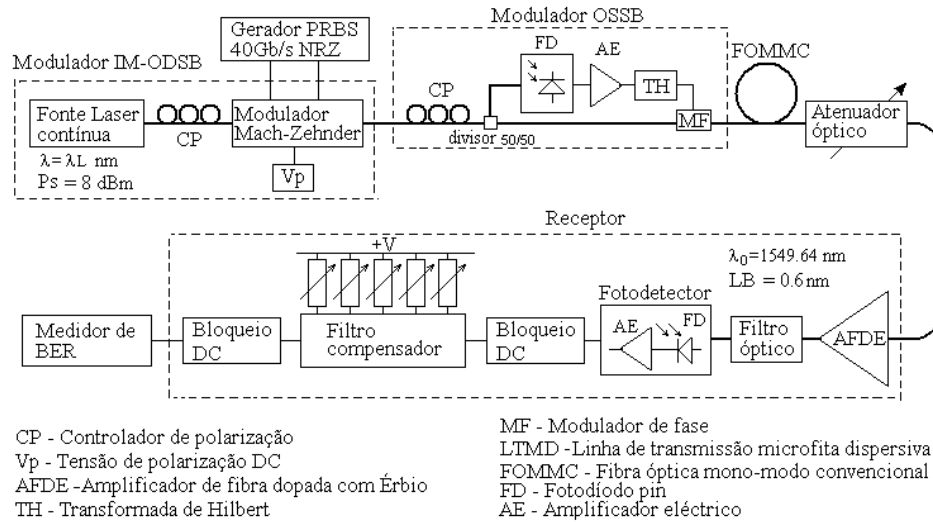


Figura 89 - Cenário de teste para medição de desempenho do filtro compensador FLT40G, com distorção resultante da DVG. O comprimento de onda do laser λ_L foi ajustado para 1549.75nm para modulação em BLU e para 1549.65nm no caso de modulação em BLD.

O processo de obtenção do sinal modulado em BLU foi já descrito anteriormente. O gerador PRBS disponibiliza um sinal eléctrico binário com sequências pseudo-aleatórias com formato NRZ e comprimento de sequência $2^{11}-1$. O comprimento de sequência relativamente curto de $2^{11}-1$ foi considerado porque se verificou experimentalmente que o gerador de sequências pseudo-aleatórias introduzia alguma distorção no sinal para sequências de comprimento superior.

Foram considerados dois valores para a razão de extinção (RE): 10dB e 6dB por forma a avaliar o desempenho do sistema quando a supressão de banda lateral é maior (conseguida para a RE de 6dB). A Figura 90 apresenta o espectro do sinal óptico à saída do modulador de BLU para os dois casos de RE. A supressão de banda lateral (SBL) medida para os casos de RE de 10dB e 6dB foi de 12 e 14dB, respectivamente.

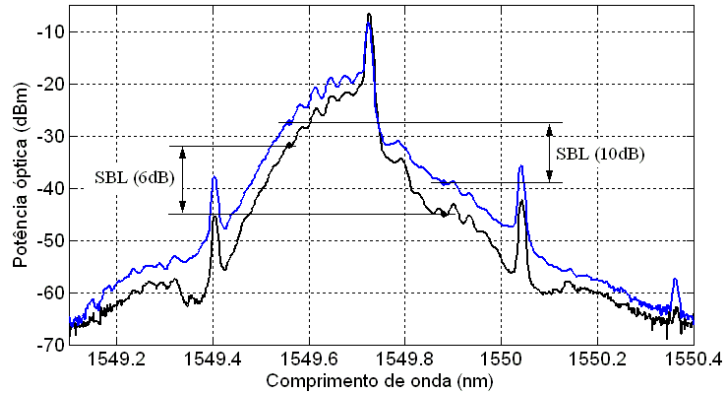


Figura 90 – Espectro do sinal óptico medido à saída do modulador de BLU para valores de RE de 6dB e 10dB. A RSBL é medida considerando a potência a $\pm 0.16\text{nm}$ do comprimento de onda da portadora.

Detalhes do projecto e caracterização experimental do dispositivo considerado para aproximar a função da Transformada de Hilbert são apresentados em [118]. Os parâmetros S resultantes da caracterização experimental foram usados para produzir um modelo mais realista que pudesse ser usado em simulação. A Figura 91 apresenta as curvas de amplitude e fase da função de transferência do bloco transformada de Hilbert, calculadas a partir de parâmetros S obtidos experimentalmente por $Av = S_{21}/(1 + S_{11})$, no intervalo de frequência de interesse.

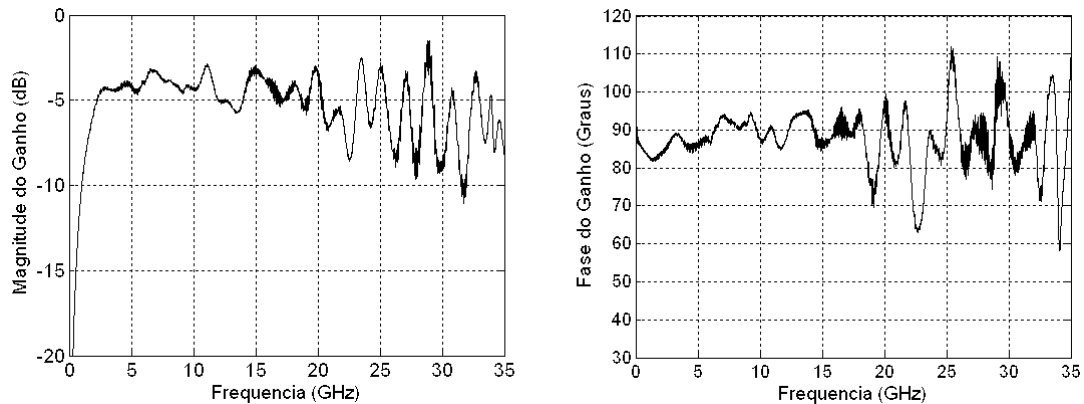


Figura 91 – Amplitude e fase da função de transferência do transformador de Hilbert calculadas a partir dos parâmetros S obtidos experimentalmente por [118].

É visível que, para frequências superiores a 18GHz, a resposta em fase apresenta um significativo afastamento do valor ideal de 90° . Isto é limitativo no desempenho do modulador de BLU porque fica aquém do necessário para acomodar o espectro do sinal

NRZ a 40Gb/s, mesmo considerando a tradicional limitação $0.7 \cdot B$ (28GHz) correspondente à faixa do espectro de maior energia do sinal.

Um outro factor limitativo tem a ver com a significativa atenuação do sinal eléctrico no limite inferior da banda de passagem (para frequência inferior a 2GHz), comum ao método passivo [118] e activo [96] de implementação prática da transformada de Hilbert. Esta traduz-se, para formatos de codificação com elevado conteúdo espectral em torno da portadora (tais como NRZ e RZ), numa restrição do comprimento máximo de sequência do sinal de informação. Este assunto foi abordado em [119] tendo sido sugerido o formato de modulação alternativo AMI que se caracteriza por reduzido conteúdo espectral na faixa de frequências em torno da portadora.

O módulo fotodetector tem uma largura de banda de 35GHz e inclui amplificação eléctrica interna. A fibra óptica mono modo convencional (FOMMC) empregue nos testes caracteriza-se por um valor de dispersão cromática de 17ps/nm·km. Adicionalmente foi tido o cuidado de garantir que o valor da potência óptica em toda a sua extensão fosse inferior a 0dBm de forma a reduzir a contribuição de efeitos não-lineares para os resultados medidos. A potência óptica na entrada do receptor foi medida com um analisador de espectros óptico, considerando uma largura de banda de 0.8nm centrada no comprimento de onda da portadora.

4.6.2 Estratégia de optimização do compensador

O filtro compensador FLT40G foi optimizado manualmente durante o teste, isto é, os ganhos das baixadas foram optimizados actuando cuidadosamente nos potenciómetros que permitem ajustar as tensões de controlo do ganho, tendo como objectivo a minimização do valor da PE. A Figura 92 apresenta um diagrama de fluxo ilustrativo do procedimento seguido para a procura dos conjuntos óptimos de tensões de controlo dos ganhos do compensador.

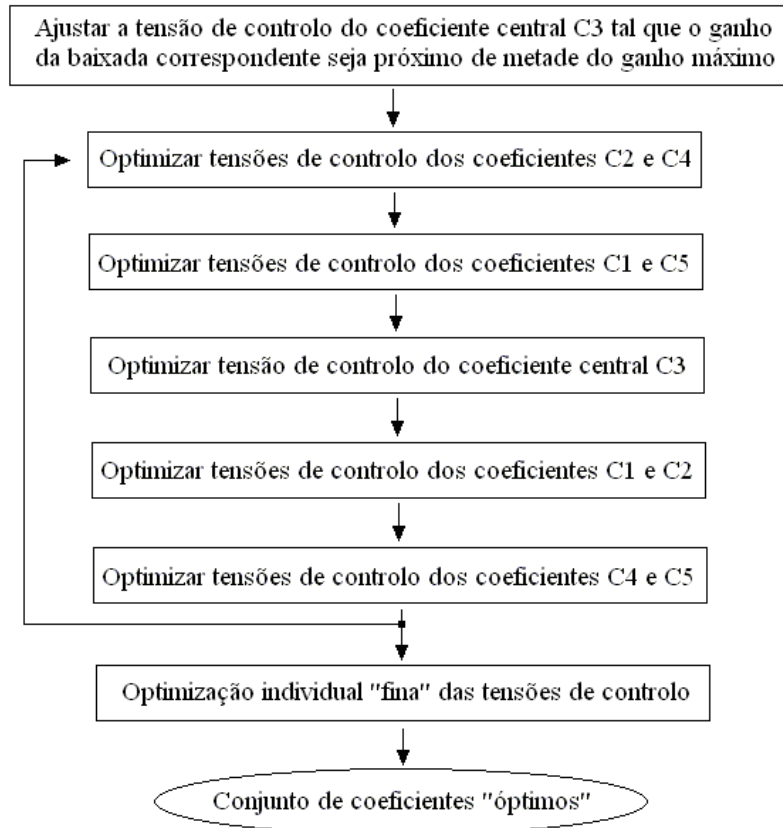


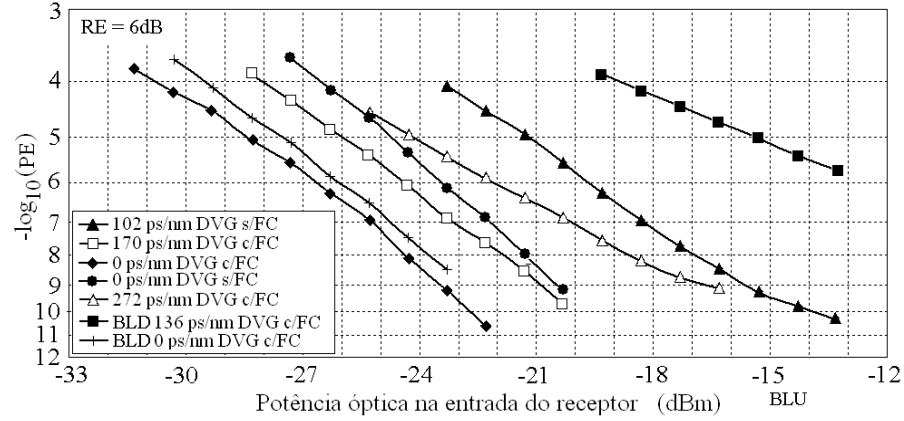
Figura 92 – Procedimento de optimização manual das tensões de controlo do ganho das baixadas dos compensadores.

O procedimento de ajuste detalhado na Figura 92, é realizado tendo inicialmente como objectivo maximizar a abertura do diagrama de olho do sinal, visualizado num osciloscópio, após o compensador. Uma segunda etapa de optimização individual “fina” das tensões de controlo é posteriormente realizada tendo como objectivo a minimização da probabilidade de erro.

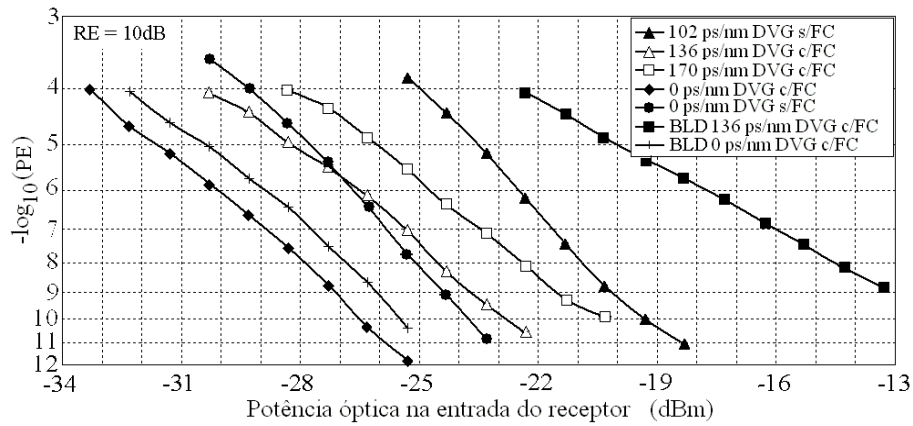
4.6.3 Resultados experimentais para 40Gbps apenas com compensação activa

A Figura 93 apresenta os resultados experimentais de PE medida em função da potência óptica na entrada do receptor, para vários valores de DVG com e sem filtro compensador, considerando o cenário de teste com modulação em BLU da Figura 89. Na figura 93 foram também incluídos resultados medidos para o caso de teste com modulação em BLD de

forma a demonstrar o superior desempenho do sistema que conjuga modulação em BLU e compensação eléctrica.



A



B

Figura 93 – PE medida experimentalmente para modulação BLU, em função da potência óptica na entrada do receptor para diferentes valores de DVG, com e sem o filtro compensador (FC): A – $RE=6dB$ e B – $RE=10dB$. Para comparação são também incluídos resultados para modulação BLD.

4.6.3.1 Melhoria de desempenho no sistema sem dispersão

A melhoria de sensivelmente 3dB verificada para o caso de 0ps/nm de DVG com a inclusão do filtro compensador para os dois valores de razão de extinção considerados, 6dB e 10dB, resulta de o compensador otimizar o desempenho do cenário de teste global. A inserção de um elemento capaz de sintetizar uma função de transferência ajustável em amplitude e fase permite compensar parcialmente as características limitativas dos dispositivos eléctricos e electro-ópticos que compõem o sistema, como por exemplo

limitações de largura de banda, que contribuam para a degradação do desempenho. Um outro factor, responsável pela melhoria de desempenho, é descrito a seguir.

A Figura 94 apresenta a resposta em amplitude do compensador otimizado para este caso (0ps/nm GVD).

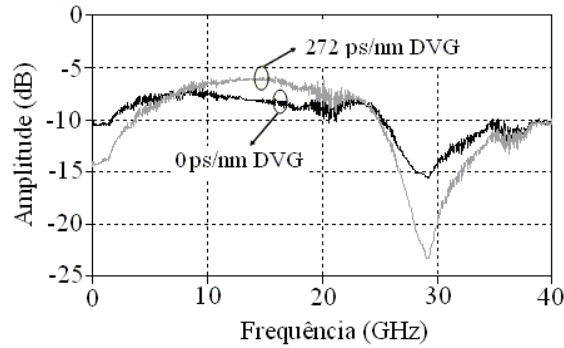


Figura 94 – Resposta em amplitude do filtro otimizado, medida para os casos de 0ps/nm de DVG e 272ps/nm de DVG.

A resposta é do tipo passa-baixo com frequência de corte próxima dos 26GHz. Isto leva a considerar que, no caso de 0ps/nm DVG, um factor adicional responsável pela melhoria de desempenho resulta de a função de transferência do compensador maximizar a relação sinal-ruído estabelecendo uma largura de banda eléctrica óptima para o sistema. A referência [120] apresenta um estudo da dependência da sensibilidade de um receptor com pré-amplificação óptica em função da largura de banda, com resultados medidos experimentalmente e nos quais, para o formato de modulação NRZ, se tem como largura de banda eléctrica óptima do receptor 0.6B, próxima dos 0.65B verificados na Figura 94. Idêntico resultado foi obtido por simulação [121]. No entanto em [122] é salientado que para o caso de sistemas com pré-amplificação óptica em que o valor da potência óptica na entrada do receptor é consideravelmente superior ao valor da sensibilidade deste, a largura de banda óptima é igual ao valor da taxa de transmissão. Os autores defendem que, neste caso, a PE será fundamentalmente ditada pelos efeitos causados pela IES e não pela relação sinal-ruído, sendo que neste caso o aumento da largura de banda do receptor é vantajoso para não agravar a IES. No caso do artigo citado, o estudo realizado para um sistema a 10Gb/s aponta como largura de banda óptima o valor de 10GHz.

A diferença de 1dB que se observa na potência óptica para o mesmo valor de PE para o caso de 0ps/nm sem o filtro compensador comparando as curvas BLD e BLU, resulta da IES causada pela largura de banda do filtro óptico não ser a óptima para um sinal com modulação em BLD. A Figura 95 apresenta a característica espectral do filtro óptico passivo do cenário representado na Figura 89.

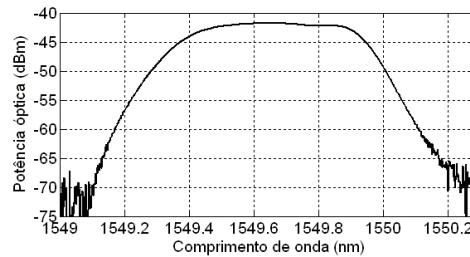


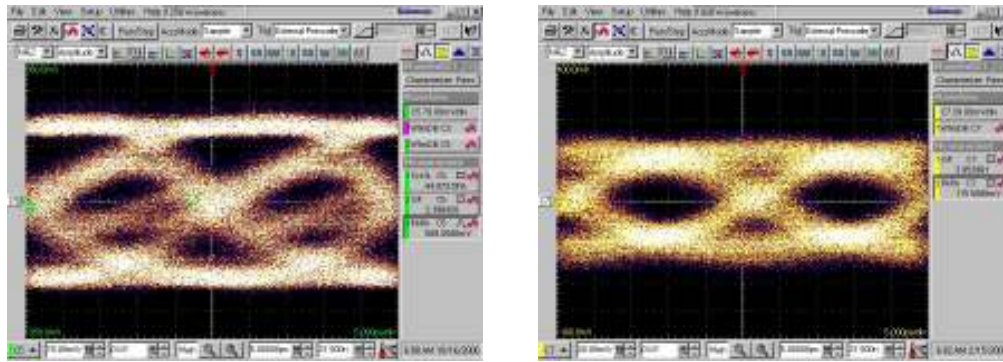
Figura 95 – Característica espectral do filtro óptico passivo do cenário da Figura 89 obtida com um sinal de entrada composto por ruído branco com distribuição uniforme.

Para modulação em BLD a largura de banda do filtro óptico a -3dB é próxima de 0.6nm, mas reduz-se para 0.45nm considerando os pontos de atenuação a -1dB. O valor de 0.45nm é suficiente para, dessintonizando a frequência da portadora relativamente à frequência central do filtro, conseguir posicionar o espectro do sinal com modulação em BLU na banda com atenuação inferior a 1dB do filtro mas, não é suficiente para acomodar o espectro do sinal BLD sem o degradar de forma notória. Por simulação verificou-se que a inclusão do filtro da Figura 95 num sinal óptico NRZ com modulação em BLD causa uma atenuação de 0.44dB e 0.34dB para uma RE de 10dB e 6dB, respectivamente, relativamente à potência do sinal não filtrado. Em [120] o valor obtido experimentalmente para a largura de banda do filtro óptico que otimiza a sensibilidade do receptor é em torno de 2B. A menor potência de sinal nas bandas laterais para menor RE justifica a maior proximidade das curvas para 0ps/nm de DVG para os casos de BLU e BLD da Figura 93 – A.

4.6.3.2 Melhoria de desempenho em sistema com dispersão

Incluindo no canal um troço de FOMMC, o desempenho do sistema BLU degrada-se em consequência da DVG introduzida pela fibra. Da análise da Figura 93 verifica-se uma penalidade próxima dos 4dB para o caso de 102ps/nm de DVG acumulada quando o compensador não é considerado, relativamente ao caso sem fibra, para ambas as razões de

extinção. Este valor representa a tolerância do sistema óptico com modulação em BLU ao efeito da DVG. A Figura 96 apresenta os diagramas de olho do sinal detectado, degradado pelo efeito de 136ps/nm de DVG acumulada (o equivalente à propagação ao longo de 8km de FOMMC), sem compensação, considerando dois casos: A) modulação em BLD e B) modulação em BLU. É visível que o desempenho do sistema com modulação em BLU é claramente superior.



A

B

Figura 96 – Diagramas de olho do sinal detectado, sem compensação, degradado pelo efeito de 136ps/nm de DVG acumulada, para os casos: A) sinal modulado em BLD e B) sinal modulado em BLU.

Tendo novamente como referência a Figura 93 verifica-se que é possível compensar 170ps/nm e 272ps/nm de DVG acumulada com uma penalidade inferior a 4dB relativamente ao caso 0ps/nm de DVG e sem compensador, tendo como pontos de comparação o valor de PE de 1×10^{-9} . Valores mais elevados de tolerância à DVG são observados para uma RE de 6dB uma vez que, com este valor de RE mais baixo, se consegue maior supressão de banda lateral na topologia de modulação proposta por [110].

Os resultados experimentais mostraram que, para uma RE de 6dB considerando valores de DVG inferiores a 136ps/nm, as curvas da probabilidade de erro em função da potência do sinal óptico se situam praticamente coincidentes com a curva correspondente à situação de 0ps/nm de DVG com compensador. Isto mostra que o compensador consegue compensar pelo menos este valor de DVG para além de otimizar a característica do canal como já referido.

Para DVG de 170ps/nm e RE de 6dB a penalidade é de 2dB relativamente ao sistema optimizado mas, ainda assim, o desempenho do sistema é superior ao caso em que este não está optimizado.

De forma a confirmar o efeito do compensador quando incluído no sistema com modulação em BLU, as curvas do atraso de grupo obtidas a partir da função de transferência do filtro optimizado (ver Figura 94) e de uma linha de transmissão dispersiva devem ser semelhantes. Como o compensador também optimiza o sistema (para o caso de 0ps/nm), a comparação é efectuada para a diferença entre as curvas do atraso de grupo do compensador para 0ps/nm e 272ps/nm (considerando o caso de ER = 6dB) a qual mostra a parte do atraso de grupo criado pelo compensador para compensar efectivamente a DVG.

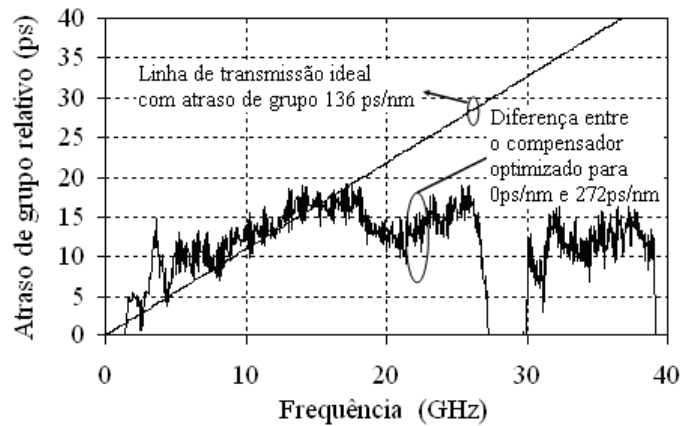


Figura 97 – Comparação entre o atraso de grupo para uma linha de transmissão ideal com 136ps/nm e o obtido a partir da diferença entre o atraso de grupo do compensador para 0ps/nm e 272ps/n.

A Figura 97 revela boa concordância entre a resposta da linha ideal e a do compensador até 18GHz, e declive semelhante dos 20GHz aos 26GHz. O compensador consegue de facto compensar cerca de 136ps/nm do total de 272ps/nm de dispersão acumulada. Se o receptor dispuser de FEC, nesse caso o limiar de PE pré-FEC necessário à decisão sem erros pós-FEC deverá ser superior a 1×10^{-5} , o qual é atingido para um valor de potência óptica de sinal na entrada inferior a -24dBm. Isto configura a possibilidade de aplicação do compensador num cenário de um sistema de transmissão por FOMMC de média/longa distância sem amplificação óptica.

4.6.4 Cenário de teste experimental do compensador com DVG e AGD

A Figura 98 detalha o cenário experimental, para medida de desempenho da compensação eléctrica dos efeitos da DVG e AGD combinados, com recurso ao compensador para 40Gb/s desenvolvido. Para além disso foi incluída em série com o compensador, uma linha de transmissão microfita com característica dispersiva contrária à da FOMMC.

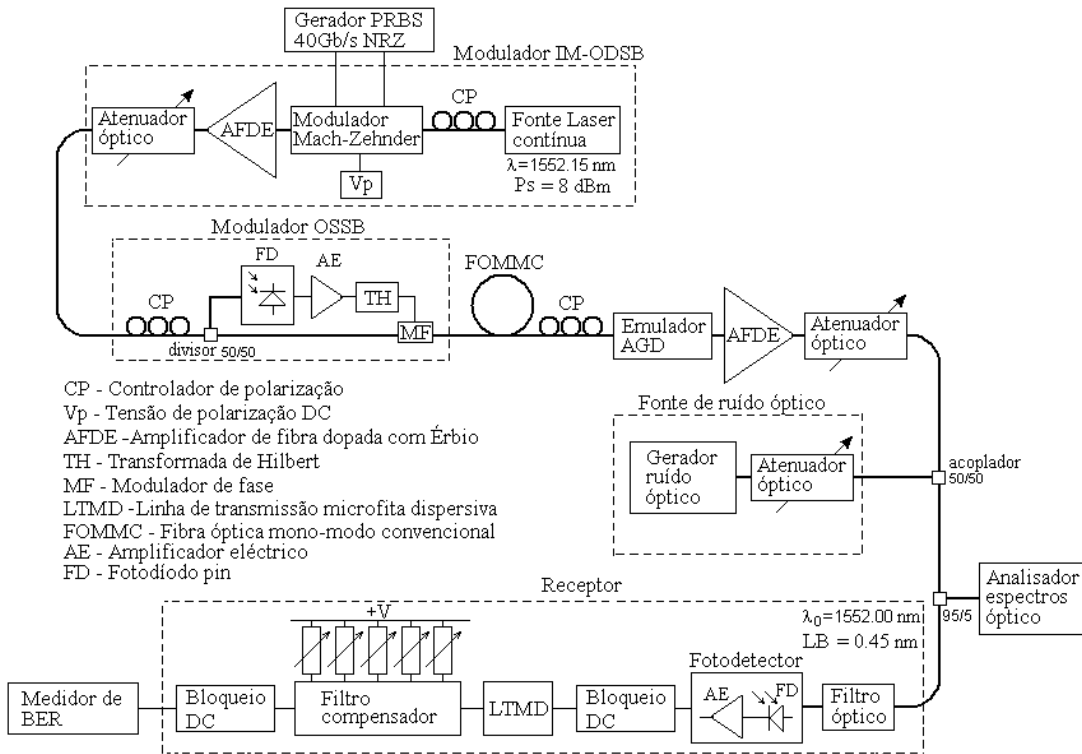


Figura 98 – Cenário de teste experimental para medidas de desempenho do filtro compensador FLT40G, com DVG e AGD combinados.

O cenário de teste é mais complexo do que o descrito anteriormente, detalhado na Figura 89. Foi incluído no percurso óptico um emulador de AGD seguido de um bloco amplificador óptico. Este apresenta na sua saída duas réplicas do sinal óptico incidente na entrada, com estados de polarização distintos e cujo atraso relativo e potência podem ser ajustados. Como havia interesse em testar o desempenho do compensador para o pior caso, o emulador foi ajustado para que as duas polarizações na saída tenham igual potência óptica. O controlador de polarização (CP) imediatamente antes do emulador, tem como

finalidade ajustar o emulador para o pior caso (estados de polarização ortogonais com igual potência óptica) uma vez que o desempenho do emulador (no cenário considerado) é sensível à polarização do sinal de entrada.

Neste cenário foi também incluída uma fonte de ruído óptico por forma poder actuar na relação sinal-ruído óptica na entrada do fotodetector. O filtro óptico, incluído neste cenário, tem duas funcionalidades: uma delas é reduzir o nível de ruído óptico fora da banda do sinal, a outra é melhorar a supressão de banda lateral para o caso da modulação em BLU. Isto é conseguido dessintonizando o filtro de tal forma que a banda de corte deste coincida o mais possível com a banda lateral a suprimir mas com o menor impacto possível na banda a manter.

Para aumentar a gama de compensação eléctrica da DVG, foram testadas duas linhas de transmissão dispersivas a serem incluídas em cascata com o compensador. Estas linhas são as mesmas que foram já referidas no fim do Capítulo 3, tendo sido então usadas para causar distorção eléctrica para efeitos de teste preliminar de desempenho dos compensadores desenvolvidos. Como foi então referido, foram originalmente projectadas para compensar 102 e 170ps/nm de DVG.

4.6.5 Resultados experimentais de compensação da DVG a 40Gb/s com cascata de compensador activo e passivo

A Figura 99 detalha as curvas da probabilidade de erro em função da relação sinal/ruído óptica (RSRO) na entrada do receptor para vários valores de DVG e diferente cenário de compensação eléctrica. Foi considerado o limite de penalidade máximo de 2dB para os casos a apresentar na figura.

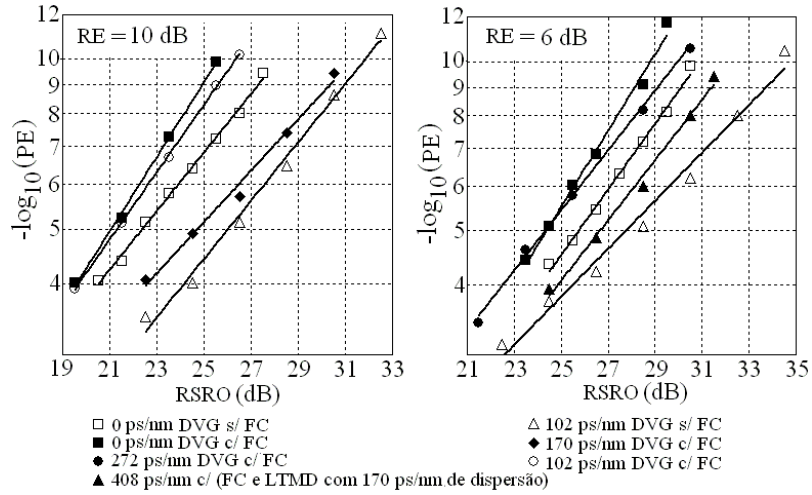


Figura 99 – Resultados de compensação do efeito da DVG, para diferentes valores de RE e considerando um filtro compensador (FC) fixo em série com o ajustável.

Na situação 0ps/nm mais uma vez se verifica uma melhoria de desempenho do sistema após inclusão do compensador, tendo as razões para esta melhoria sido já analisadas. Na discussão seguinte, os valores de penalidade/melhoria da OSNR mencionados referem-se à comparação com a situação 0ps/nm de DVG e 0ps de AGD (“back-to-back”) sem compensador e tendo como referência o valor de PE de 1×10^{-9} .

Para uma razão de extinção de 10dB a inserção do compensador permite compensar a quase totalmente do efeito de 102ps/nm de GVD o que representa uma melhoria de 5.5dB na RSRO comparativamente com o caso sem o compensador. Para um valor de RE de 6dB, o compensador permite que a penalidade de 272ps/nm de DVG na RSRO seja apenas de 1dB.

Com a inclusão da linha dispersiva, projectada para compensar 170ps/nm de DVG acumulada, em cascata com o compensador activo e pela optimização cuidadosa das tensões de controlo de ganho V_{ctrl} do compensador, foi possível compensar o efeito de 408ps/nm de DVG total acumulada com uma penalidade na relação sinal/ruído próxima de 1.5dB relativamente ao caso sem o compensador e 0ps/nm de DVG. É de referir que os melhores resultados obtidos neste segundo cenário experimental face aos obtidos com o primeiro cenário experimental (da Figura 89), podem ser justificados por dois argumentos:

i) no contexto de comparação de desempenho considerando modulação em BLD e BLU do primeiro cenário, a largura de banda do filtro óptico era necessariamente maior do que a do segundo cenário neste último reduzida tendo em conta que apenas se considerou modulação em BLU;

ii) a inclusão de linhas de transmissão como compensadores adicionais permite aumentar a gama de valores de DVG possíveis de compensar electricamente.

A figura seguinte mostra os diagramas de olho do sinal eléctrico detectado afectado de apenas 170ps/nm de DVG acumulada, para os casos sem compensação activa e com compensação activa.

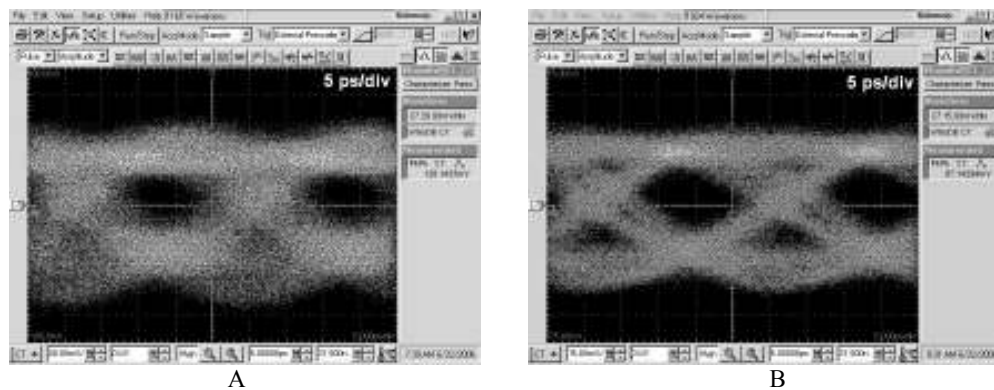


Figura 100 – Diagramas de olho do sinal detectado: A) sem e B) com compensação activa, para um valor de DVG de 170ps/nm.

4.6.6 Resultados experimentais de compensação simultânea dos efeitos da DVG e AGD a 40Gbps com cascata de compensador activo e passivo

A Figura 101 apresenta os resultados de teste do cenário da Figura 98, para o caso da compensação dos efeitos causados apenas pela dispersão resultante do AGD e para o caso dos efeitos causados pela dispersão resultante da DVG e do AGD combinados.

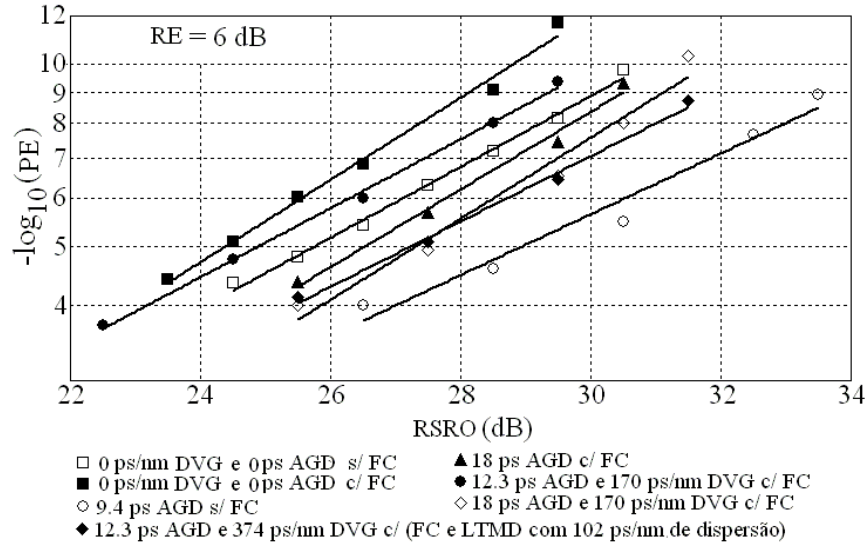


Figura 101 - Resultados de compensação simultânea dos efeitos da DVG e do AGD, para 6dB de RE e considerando um compensador fixo em série com o ajustável.

Os resultados mostram que o compensador tem a capacidade de compensar o efeito de 18ps de AGD com uma penalidade na RSRO inferior a 0.5dB. Considerando o efeito combinado de 170ps de DVG e 18ps de AGD, a penalidade na RSRO após compensação é de aproximadamente 1dB. Adicionalmente, verifica-se que o compensador tem a capacidade de melhorar o desempenho do sistema afectado de AGD actuando isoladamente ou em combinação com a DVG. No entanto comparando as curvas da Figura 101 para o caso de 18ps de AGD combinado com 170ps/nm de DVG com a curva para o caso 12.3ps de AGD combinado com 170ps/nm de DVG, pode concluir-se que o AGD penaliza mais o desempenho do sistema do que a DVG já que um aumento de 5.7ps no AGD é responsável por quase 2dB de penalidade na RSRO.

A Figura 102 apresenta diagramas de olho medidos para o sinal eléctrico detectado afectado de apenas 21ps de AGD, para os casos sem compensação activa (à esquerda) e com compensação activa (à direita). É notório o efeito compensador na melhoria da abertura do diagrama de olho particularmente afectado pela proximidade dos níveis lógicos correspondentes a símbolos isolados, em consequência do efeito da dispersão.

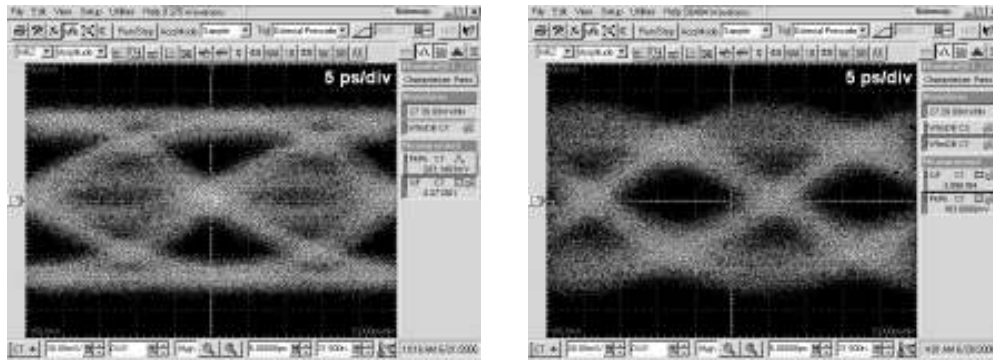


Figura 102 - Diagramas de olho do sinal detectado: A) sem e B) com o compensador activo, para um valor de AGD de 21ps.

4.6.7 Avaliação do desempenho do compensador por comparação com resultados de simulação

Para avaliar se as funções de transferência sintetizadas pelo compensador, como resultado da optimização experimental das tensões de controlo V_{ctrl} , se aproximam da função de transferência óptima para os casos considerados nas curvas anteriores, compararam-se as funções de transferência do compensador real com funções de transferência esperadas por simulação e com funções de transferência alvo.

4.6.7.1 Detalhes do modelo para simulação de desempenho do compensador

Foi produzido um modelo simples para o modulador IM-ODSB tendo em conta a expressão do modulador de MZ (E 76). Para simular a limitação de largura de banda do modulador, os sinais antes de serem aplicados aos seus terminais são filtrados por filtros de Bessel de 5ª ordem com frequência de corte (-3dB) de 35GHz. O modulador de BLU foi modelado tendo em conta os dados experimentais de caracterização do transformador de Hilbert real, apresentados na Figura 91.

Os efeitos da DVG e do AGD foram modelados considerando as expressões (E 82) e (E 86) respectivamente. Por uma questão de simplificação o canal foi considerado sem perdas e também não foi incluído ruído óptico ASE (*Amplified Spontaneous Emission*).

O fotodetector foi modelado como uma expressão quadrática simples dada por (E 67), em série com um filtro de Bessel de 5ª ordem com frequência de corte (-3dB) de 35GHz por forma ter em conta a limitação de largura de banda que os componentes reais exibem.

O compensador foi modelado considerando um filtro transversal equivalente ideal, representado pela expressão (E 44), com 5 baixadas e atraso de 18ps entre baixadas em série com um filtro de Bessel de 5ª ordem e frequência de corte (-3dB) de 35GHz, por forma a aproximar a resposta em frequência da estrutura transversal ideal à do compensador real. As linhas microfita foram modeladas a partir de parâmetros S medidos experimentalmente.

As tensões de controlo do filtro foram optimizadas repetidamente, para cada caso em estudo. Partindo de um conjunto de valores aleatórios, foi implementado um algoritmo de optimização para gerar novos conjuntos de valores com o objectivo de obter a maior abertura do diagrama de olho do sinal pós-compensação no intervalo de $\pm 0.1T$ centrado no instante óptimo de amostragem, em que T é o período de bit. Esta estratégia de considerar o menor valor de abertura do diagrama de olho num intervalo mais ou menos alargado e centrado no instante de amostragem como valor de objectivo para o algoritmo, tem como propósito evitar que a rotina de optimização evolua para coeficientes que produzam um diagrama de olho com formato “diamante” exagerado (isto é, um diagrama de olho com vértices e máxima abertura no instante óptimo de amostragem).

4.6.7.2 Desempenho como compensador de DVG

A Figura 103 a) mostra, para o caso da compensação dos efeitos de 408ps/nm de DVG acumulada, o atraso de grupo sintetizado pelo bloco compensador experimental optimizado (compensador activo em série com a linha de transmissão) comparada com a obtida por simulação para o mesmo bloco compensador implementado no simulador. Na figura a resposta alvo é o inverso da resposta do canal que o compensador deverá idealmente compensar.

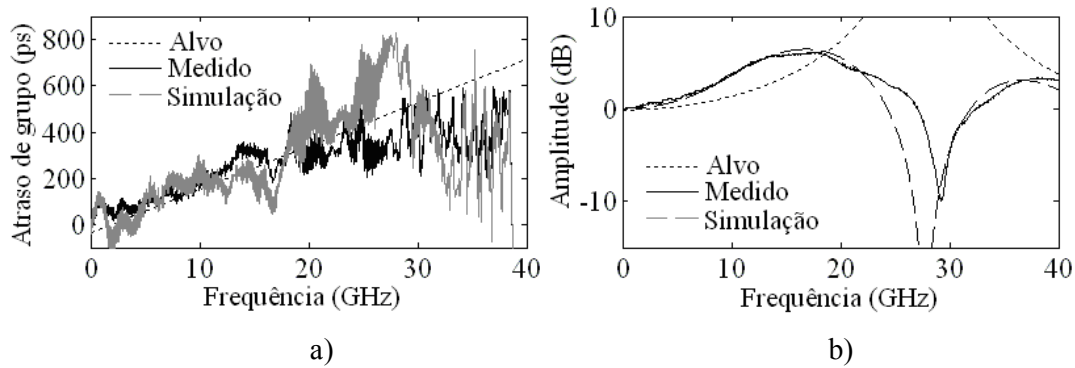


Figura 103 – Curvas de resposta medidas e obtidas por simulação para o compensador otimizado, e resposta alvo para: a) atraso de grupo para DVG de 408ps/nm em que se tem o compensador em série com uma linha de transmissão dispersiva otimizada para compensação de 170ps /nm de DVG; b) amplitude para o caso de compensação de 18ps de AGD (com recurso a apenas o compensador).

Verifica-se que o declive da curva obtida por simulação se aproxima da curva alvo até próximo da frequência de 30GHz, mas que o declive da curva obtida por simulação sofre algum desvio a partir dos 16GHz. A razão tem a ver não só com a imprecisão do modelo de simulação relativamente simples considerado mas também com o facto de o compensador real, para além da DVG, compensar também imperfeições do sistema (como foi já abordado na discussão do primeiro cenário de teste), facto que não foi tido em conta no simulador.

A Figura 103 b) apresenta a curva da amplitude da resposta do compensador activo real otimizado e a curva obtida por simulação, para o caso de compensação de 18ps de AGD. As curvas apresentam muito boa aproximação até uma frequência próxima dos 22GHz. O compensador linear não consegue compensar o nulo em torno dos 28GHz resultante do efeito da AGD (visível na curva alvo), mas reduz a interferência inter-simbólica sintetizando uma função de transferência em amplitude do tipo passa-alto até uma frequência próxima dos 17GHz, por forma a compensar a característica passa-baixo causada pelo AGD.

4.6.7.3 Desempenho como compensador do efeito combinado da DVG e AGD.

A Figura 104 apresenta resultados de comparação tal como na figura anterior para o caso de compensação da DVG acumulada de 374ps/nm combinada com o AGD de valor 12ps.

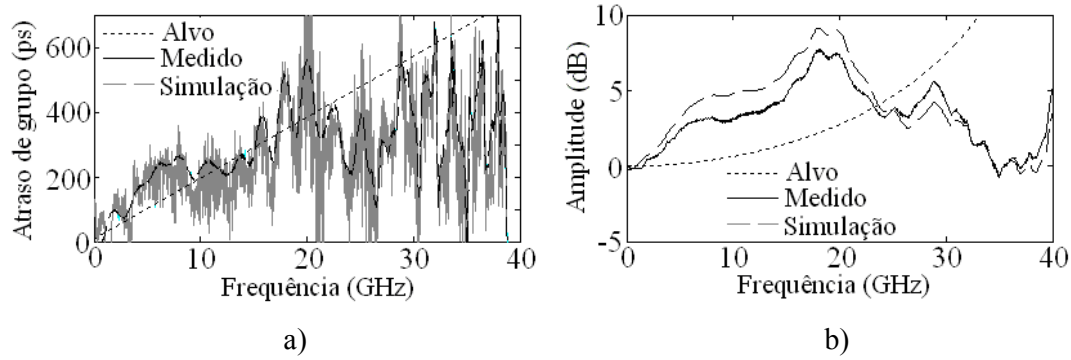


Figura 104 – Curvas de resposta medida e obtida por simulação para o compensador otimizado, e resposta alvo para DVG de 374ps/nm combinada com AGD de valor 12ps, em que se tem um compensador em série com uma linha de transmissão dispersiva otimizada para compensação de 102ps /nm de DVG, para os casos: a) atraso de grupo, b) amplitude.

Até uma frequência próxima dos 20GHz as curvas do atraso de grupo apresentam boa concordância com as curvas de simulação e curvas alvo. A partir dos 20GHz as curvas de medida e simulação afastam-se da resposta alvo. Paralelamente, pode observar-se que a evolução das curvas de resposta em amplitude é semelhante: até aos 20GHz estas são do tipo passa-alto para compensar a evolução com característica passa-baixo do AGD, no entanto a partir dos 20GHz o declive afasta-se rapidamente da resposta alvo. Isto resulta da incapacidade do compensador de sintetizar uma função de transferência capaz de aproximar a crescente tendência da curva alvo para uma zona de forte não-linearidade, que corresponde ao inverso do nulo da característica do canal.

4.7 Resultados da compensação da DVG em sistema com modulação em BLD e em BLU a 10Gb/s

4.7.1 Resultados experimentais com compensador para 10Gbps em BLD

4.7.1.1 Cenário de teste

A Figura 105 apresenta o cenário de teste implementado para avaliação experimental do desempenho do compensador desenvolvido para sistemas com débito binário de 10Gb/s, para o caso de modulação em BLD.

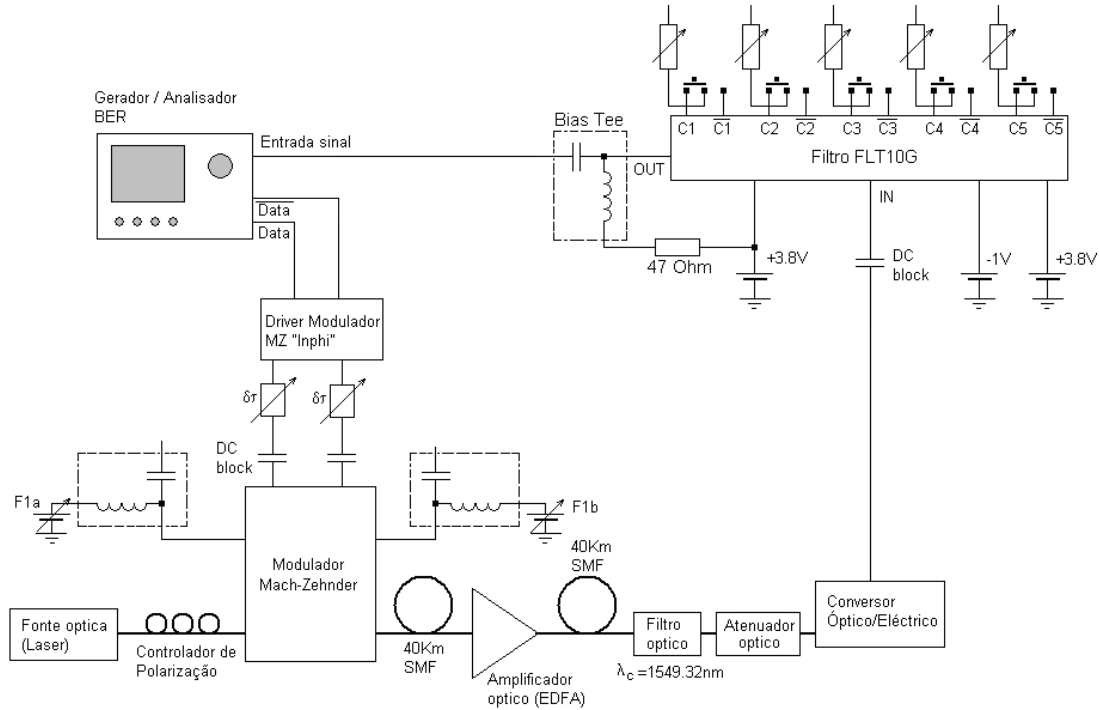


Figura 105 – Cenário de teste experimental para medidas de desempenho do filtro compensador (FLT10G) para 10Gb/s, em sistema com modulação em BLD, afectado de DVG .

No cenário da figura anterior os atrasos variáveis ($\delta\tau$) foram incluídos para cancelar pequenas diferenças de fase (inevitáveis na montagem experimental) e que podem resultar de diferenças entre os componentes de bloqueio DC (*DC blocks*) nas entradas de sinal do modulador de Mach-Zehnder (MZ) (que na montagem utilizada não eram iguais) bem como dos cabos de ligação (embora se tivesse tido o cuidado de utilizar cabos do mesmo tipo e com o mesmo comprimento eléctrico - “*matched*”). O resultado de eventuais diferenças relativamente à condição de oposição de fase que os sinais devem apresentar nas entradas do MZ, causa uma degradação do diagrama de olho à saída do mesmo, porque corresponde a um desvio da condição de modulação em push-pull. Verificou-se no entanto que pequenos ajustes destes atrasos variáveis não alteravam significativamente a simetria do diagrama de olho sendo esta mais facilmente ajustável actuando nas tensões de polarização (F1a e F1b) do MZ .

Sendo o desempenho do modulador de MZ dependente da polarização, foi incluído na sua entrada um controlador de polarização, ajustado de forma a ter-se o melhor diagrama

de olho possível na sua saída. O amplificador óptico permite compensar a atenuação do canal (tipicamente 9dB para cada secção de 40km) e perdas de inserção dos restantes dispositivos ópticos (as perdas de inserção do MZ são 6dB) de forma a ter-se na entrada do conversor Óptico/Eléctrico um nível de sinal óptico para o qual o seu desempenho é óptimo. O filtro óptico, incluído para limitar a contribuição do ruído ASE do amplificador para o sinal eléctrico detectado tem uma largura de banda de 0.8nm.

Na saída do compensador FLT10G é visível uma malha eléctrica constituída por um circuito *Bias Tee* (circuito composto por um condensador e uma indutância tal como representado na Figura 105) e uma resistência de 47Ohm. Esta malha tem como finalidade alimentar o circuito do filtro compensador também pelo terminal de saída (terminal OUT, ver Figura 53). Desta forma, a corrente de alimentação divide-se entre os terminais OUT e +V_{drain} da Figura 53 e isto tem dois propósitos:

- i) reduz a queda de tensão na resistência de terminação da linha de dreno R_{0d} (ver Figura 49) que pode ser significativa para caso de todas as 5 células do compensador serem simultaneamente polarizadas tal que o seu ganho seja próximo do ganho máximo.
- ii) protege a linha de dreno, que embora tenha sido dimensionada de forma a suportar a corrente máxima (correspondente a 5 células com ganho máximo), por questões de projecto tem uma margem de segurança mais reduzida em comparação com outros elementos do circuito.

4.7.1.2 Resultados experimentais

A Figura 106 apresenta os resultados de desempenho do sistema da Figura 105, em que se mediu experimentalmente a dependência da probabilidade de erro em função da potência do sinal óptico na entrada do fotodetector, para três casos distintos.

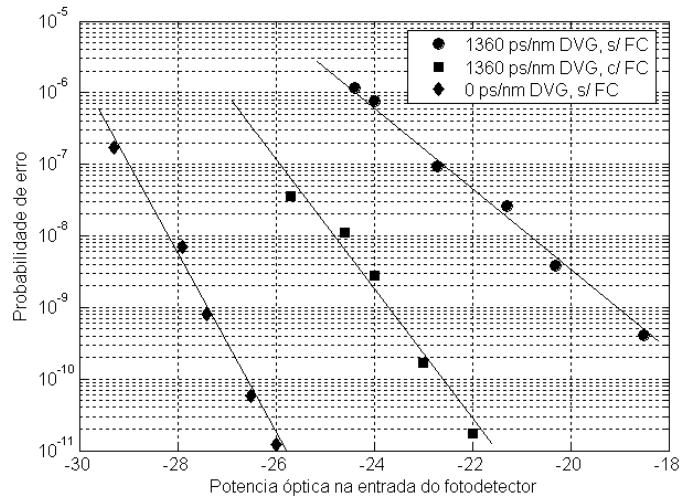
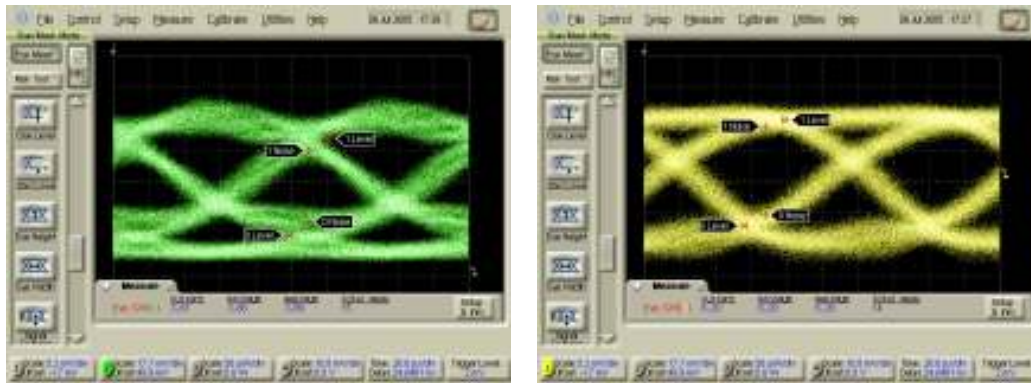


Figura 106 - Curvas de dependência da PE em função da potência óptica na entrada do fotodetector para os casos assinalados na figura, em que FC significa Filtro Compensador e 1360ps/nm equivalem sensivelmente a 80km de FOMMC.

Da figura anterior ressalta que a inclusão de DVG equivalente a 80km de FOMMC causa uma penalidade na potência óptica para a mesma PE (considerada a 1×10^{-9}) de 8.5dB. Num sistema de comunicações óptico, esta penalidade excede largamente a margem de cerca de 2dB normalmente considerada no dimensionamento do sistema. Com a inclusão do compensador, a penalidade reduz-se para 3.9dB, o que representa uma melhoria de desempenho do sistema com compensador muito significativa.

A Figura 107 apresenta diagramas de olho do sinal após o fotodetector, e após o compensador otimizado.



A

B

Figura 107 - Diagramas de olho do sinal eléctrico: A) após o fotodetector e B) após o compensador activo ajustável, para um valor de DVG de 1360ps/nm acumulada (equivalente a propagação ao longo de 80km FOMMC). O compensador, para o conjunto de coeficientes aplicados (optimizados), gera uma função de transferência que inverte o sinal.

O compensador optimizado permite efectivamente melhorar a abertura do diagrama de olho na zona do instante óptimo de amostragem, sem no entanto o deformar significativamente.

4.7.2 Resultados experimentais com compensador para 10Gb/s em sistema com modulação em BLU-BLI / BLS

4.7.2.1 Cenário de teste

A Figura 108 apresenta o cenário experimental de teste implementado para avaliação do desempenho do compensador desenvolvido para sistemas ópticos com débito binário de 10Gbps, para o caso de modulação em BLU.

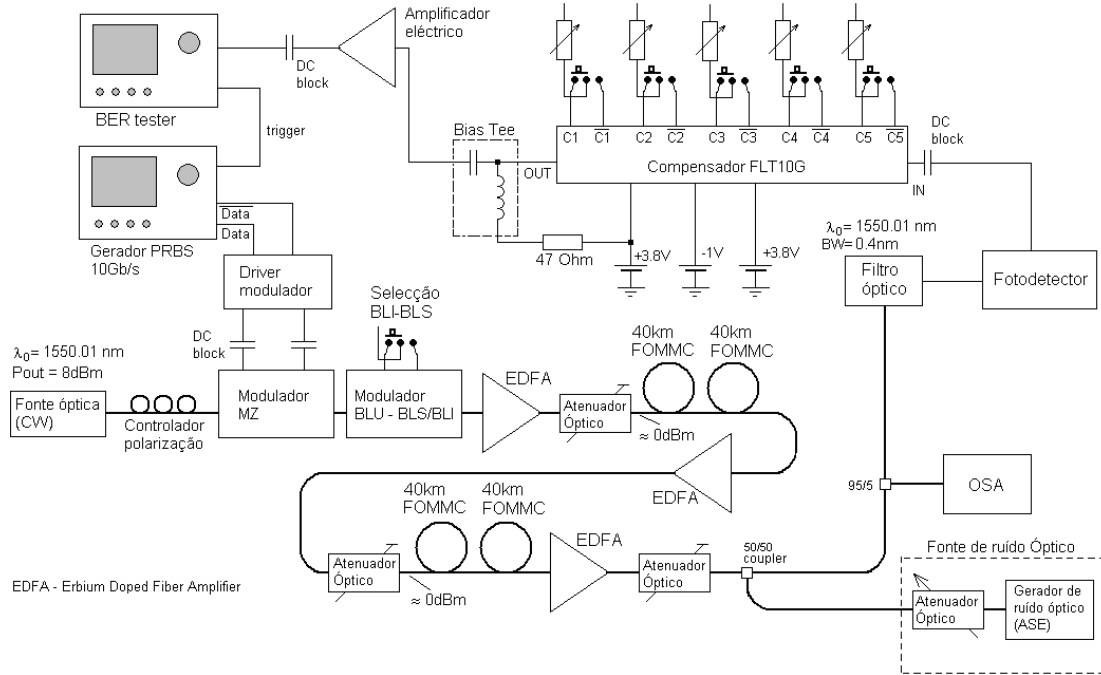


Figura 108 – Cenário de teste experimental para medida de desempenho do filtro compensador para 10Gb/s (FLT10G), em sistema com modulação em BLU, afectado de DVG. Neste cenário, para além da inclusão de ruído, o modulador de BLU permite seleccionar a banda a modular: BLI ou BLS. O total de DVG a compensar foi 2720ps/nm (equivalente a 160km de FOMMC).

Este cenário é mais complexo do que o apresentado anteriormente na Figura 105 uma vez que neste caso o percurso óptico é maior, o que obrigou à inclusão de estágios de amplificação óptica intermédia adicionais.

O modulador BLU – BLS/BLI (Banda Lateral Superior / Banda Lateral Inferior) presente nesta montagem baseia-se na topologia apresentada na Figura 83, que embora bastante mais complexa de implementar comparativamente com a apresentada na Figura 85, tem a interessante vantagem de permitir seleccionar a banda a rejeitar. A Figura 109 apresenta os espectros ópticos medidos à saída do modulador BLU – BLS/BLI para as duas possibilidades de selecção da banda a rejeitar.

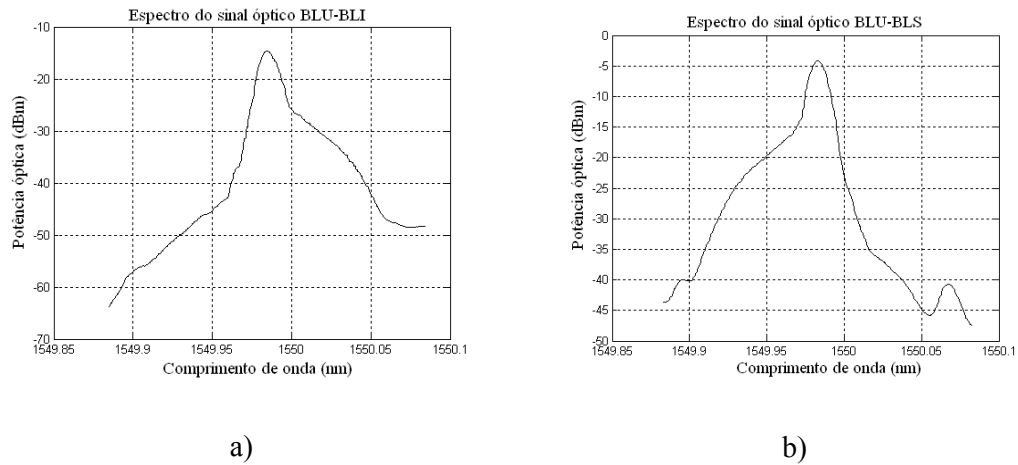


Figura 109 – Espectro do sinal óptico à saída do modulador de BLU-BLI/BLS para as duas bandas de modulação possíveis: a) BLU-BLI e b) BLU-BLS.

Este modulador permite obter valores de supressão de banda lateral da ordem dos 15dB e valores de razão de extinção do sinal óptico modulado superiores a 10dB.

4.7.2.2 Desempenho como compensador dos efeitos da DVG acumulada

Figura 110A Figura 110 apresenta os resultados do teste de desempenho tendo como métrica a penalidade na RSRO em função do valor da DVG acumulada (tendo-se considerado o valor equivalente ao obtido após propagação ao longo de 160km de FOMMC), para os dois casos de banda lateral modulada possíveis, com e sem compensador de pós-deteção.

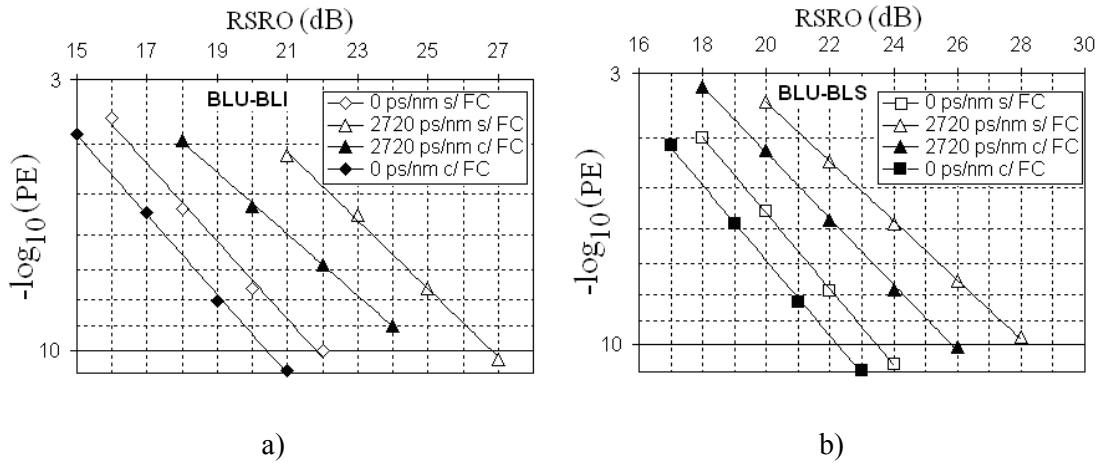


Figura 110 – Curvas da dependência da PE em função da RSRO para as seguintes condições: a) sem o efeito da DVG do canal óptico (0ps/nm) acumulada, para os casos com e sem o compensador eléctrico (c/FC, s/FC, respectivamente) ; b) com o efeito da DVG do canal óptico acumulada (2720ps/nm - 160km de FOMMC), para os casos com e sem compensador eléctrico (c/FC, s/FC, respectivamente).

Das figuras anteriores verifica-se que, tal como no caso do teste do compensador para 40Gbps, a inserção do compensador no sistema sem o factor limitativo da DVG melhora o desempenho deste, reduzindo a penalidade na RSRO em 1.5dB (tendo como referência o valor de $\text{BER } 1 \times 10^{-10}$). A Figura 111 apresenta as curvas do ganho em função da frequência, para 0ps de DVG acumulada, para os casos de BLU-BLI e BLU-BLS, com e sem o amplificador eléctrico.

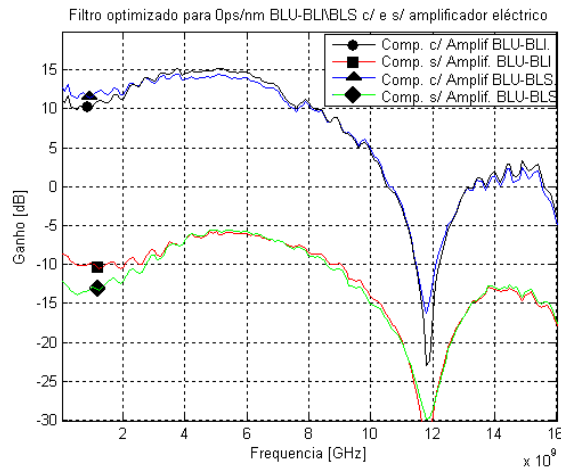


Figura 111 – Curvas do ganho em função da frequência para o bloco compensador do cenário da Figura 108, para dois casos: tendo em conta o conjunto compensador em série com o amplificador eléctrico ou sem o amplificador eléctrico, mantendo os mesmos coeficientes aplicados ao compensador.

Da Figura 111, verifica-se que o compensador otimizado tende para uma resposta em amplitude do tipo passa-baixo, com frequência de corte próxima dos 8.5GHz. Esta é uma limitação imposta pelo compensador já que o amplificador eléctrico, utilizado no cenário de teste, foi caracterizado e apresenta resposta em módulo e fase muito uniformes até frequências muito superiores a 10GHz. Também neste caso a melhoria de desempenho nesta condição é atribuída à limitação de ruído eléctrico do sistema que a menor largura de banda imposta pelo compensador causa.

Para o caso de sistema com DVG, a Figura 110 revela que a inclusão do compensador permite reduzir a penalidade na RSRO em cerca de 2dB, considerando um valor de PE de 1×10^{-10} mas, ainda assim, verifica-se uma penalidade de 2.5 a 3dB na RSRO comparativamente com a situação sem DVG e sem compensador. O compensador não tem assim capacidade de compensar a totalidade da DVG introduzida pelo canal. A Figura 112 apresenta o valor do atraso de grupo em função da diferença de frequência relativamente à portadora f_0 (corresponde a $1/\lambda_0$ na Figura 108), de forma a avaliar qual o valor do atraso de grupo que o compensador tem de capacidade de compensar para este canal em particular.

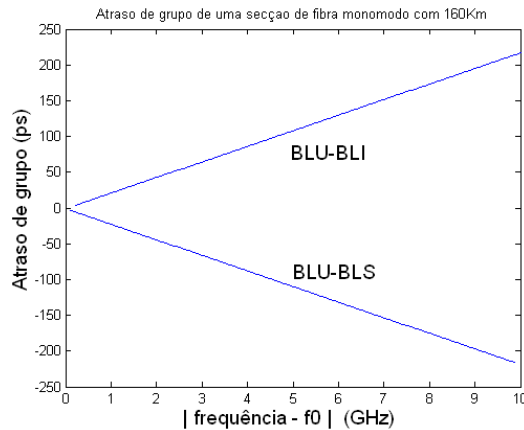


Figura 112 – Variação do atraso de grupo em função da diferença de frequência relativamente à frequência da portadora f_0 , considerando um troço de FOMMC com 160km de comprimento.

Foram registados os conjuntos de tensões de controlo otimizados para melhor desempenho no cenário de teste da Figura 108 e para os quais se obteve as curvas da Figura 110, para o compensador ajustado com esses conjuntos de tensões de controlo foram medidos os parâmetros S nos seus portos. Desses parâmetros S foram calculados o

ganho e a variação do atraso de grupo em função da frequência, que se apresentam na Figura 113.

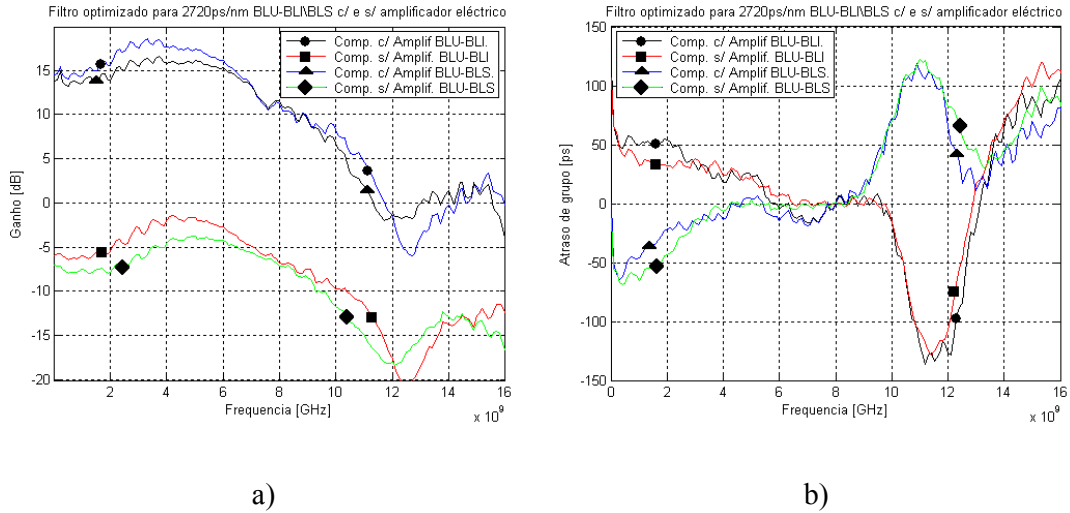


Figura 113 - Curvas obtidas partindo de dados experimentais para o ganho a) e variação do atraso de grupo b) em função da frequência para o bloco compensador (Comp.) do cenário da Figura 108, tendo em conta o compensador em série com o amplificador (Amplif.) eléctrico ou sem o amplificador eléctrico, mantendo os mesmos coeficientes aplicados ao compensador.

Da análise das curvas anteriores ressalta que o bloco amplificador não tem influência relevante na evolução das curvas do ganho em função da frequência. Pode dizer-se que apenas contribui com um ganho constante próximo de 20dB, na evolução da curva da variação do atraso de grupo em função da frequência onde as curvas são praticamente coincidentes.

Não são visíveis nas curvas de ganho, diferenças significativas em função da modulação considerada ser em BLI ou BLS. Isto era de esperar porque, sendo a DVG uma distorção de fase, o compensador não deverá intervir na curva de ganho do sistema.

Observando as curvas do atraso de grupo da Figura 113 b), e comparando com as curvas da Figura 112, fica patente a estratégia do processo de compensação: pela síntese de uma função de transferência com declive de sinal contrário que, por exemplo, as curvas BLU-BLS e as sintetizadas pelo compensador (Comp. c/ s/ Amplif BLU-BLS), apresentam. No entanto também é patente nas curvas a incapacidade do compensador anular a totalidade da

DVG do canal, como já era conhecido e esperado pela análise da Figura 110. O canal de FOMMC introduz uma variação de aproximadamente 100ps no atraso de grupo para uma diferença $|f-f_0|$ de 5GHz enquanto o compensador, para o mesmo intervalo de frequência, não excede os 60ps quando compensa sinal modulado em BLS, e não excede os 40ps quando compensa sinal modulado em BLI. No entanto as curvas (do atraso de grupo) medidas para modulação BLI apresentam uma evolução mais suave dos 0 aos 8GHz comparativamente com as curvas para modulação BLS, o que permite compreender porque razão o sistema com modulação em BLU-BLS com compensador tem um desempenho apenas 0.5dB superior ao sistema BLU-BLI com compensador.

A Figura 114 apresenta os diagramas de olho do sinal detectado: A) após o fotodetector e B) após o compensador activo optimizado, para um valor de DVG de 2720ps/nm acumulada (equivalente a propagação ao longo de 160km de FOMMC).

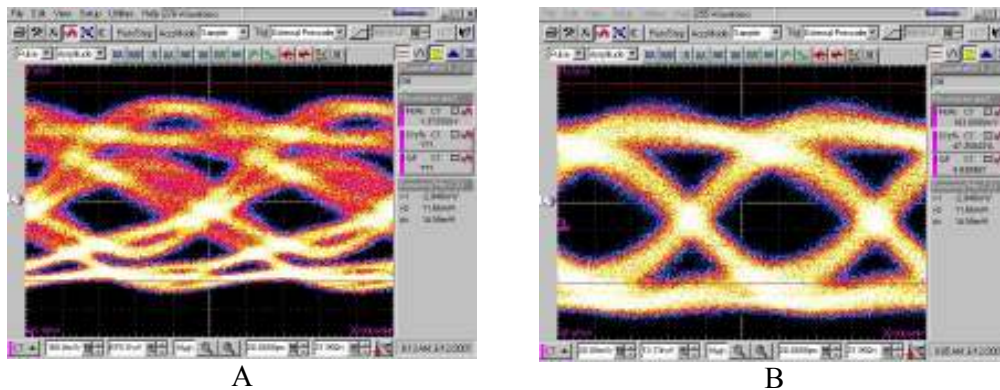


Figura 114 - Diagramas de olho do sinal detectado: A) após o fotodetector e B) após o compensador activo optimizado, para um valor de DVG de 2720ps/nm acumulada (equivalente a propagação ao longo de 160km de FOMMC).

4.8 Conclusões

Este capítulo debruçou-se sobre a influência dos efeitos da dispersão na velocidade de grupo (DVG) e do atraso de grupo diferencial (AGD) em sistemas de comunicações ópticas por FOMMC, em função do tipo de modulação: banda lateral única (BLU) ou banda lateral dupla (BLD). Foram apresentados dois processos adequados para a produção de sinal modulado em banda lateral única. Por último o capítulo apresenta resultados experimentais de compensação dos efeitos da DVG e do AGD actuando isoladamente ou combinados, considerando débitos de 10Gb/s e 40Gb/s, com recurso aos compensadores eléctricos descritos no capítulo anterior.

Da análise comparativa de desempenho de sistemas ópticos com detecção em intensidade e afectados de DVG (com origem no canal óptico) em que se considerou modulação em BLD comparativamente com modulação em BLU, ficou claro que, pese embora a maior complexidade do modulador, os sistemas com modulação em BLU apresentam desempenho significativamente superior. Considerando um sistema com débito de 10Gb/s sem compensação com propagação num canal óptico constituído por um troço de FOMMC, para modulação em BLD é de esperar que a distância de propagação esteja limitada a um valor próximo dos 80km enquanto que, para modulação em BLU, esta será fortemente dependente da qualidade do sinal modulado em BLU gerado, entendendo-se aqui por qualidade o valor de supressão de banda lateral atingido. Com os moduladores em BLU implementados é de esperar que, para um débito de 10Gb/s, se consigam atingir distâncias da ordem dos 160km.

A limitação na frequência que o transformador de Hilbert, implementado nos moduladores de BLU utilizados nos cenários de teste, exhibe para frequências inferiores a 2.5GHz, condiciona a qualidade do sinal em BLU gerado. Uma solução para este problema passa pelo desenvolvimento de estruturas que permitam mitigar esta imperfeição ou pela utilização de formatos de codificação que tenham como característica produzirem espectros com reduzida energia nas componentes de menor frequência (como por exemplo o formato duo-binário).

Os resultados experimentais dos testes de compensação dos efeitos da DVG e AGD com recurso aos compensadores desenvolvidos reforçam a viabilidade da utilização de compensadores eléctricos ajustáveis de baixo custo em sistemas ópticos de longo alcance. Para além disso, ficou demonstrado o superior desempenho deste tipo de compensadores em sistemas ópticos com modulação em BLU, embora esta não seja uma condicionante para a utilização destes, como houve o cuidado de demonstrar.

Para um débito binário de 40Gb/s a inclusão do compensador permite, para a mesma PE, duplicar a tolerância do sistema aos efeitos da DVG do canal. Considerando o efeito do AGD num sistema óptico com débito binário de 40Gb/s, o compensador permite mitigar os efeitos de 18ps de AGD, o equivalente à propagação ao longo de 81km de FOMMC, com uma penalidade inferior a 1dB. Mesmo com a contribuição combinada da DVG e AGD, tendo sido considerados 18ps de AGD e 170ps/nm de DVG, a inclusão do compensador permite que a penalidade de desempenho seja inferior a 2dB, o que não excede a margem de tolerância de penalidade da generalidade dos sistemas de transmissão por FOMMC comerciais.

Como foi exposto, verificou-se experimentalmente que a inclusão do compensador no sistema permite, adicionalmente a compensar os efeitos da DVG e do AGD do canal para os quais havia sido originalmente projectado, otimizar o desempenho do próprio sistema. Os compensadores de sinal eléctrico pós-deteção são assim genéricos, ao contrário dos compensadores ópticos que são especificamente projectados para compensar a dispersão cromática ou a dispersão de polarização com origem no canal óptico antes da deteção: os primeiros optimizam o formato do sinal após a deteção no sentido da redução da PE estimada ainda que os mecanismos responsáveis pela distorção resultem do efeito combinado de vários factores.

Capítulo 5

Conclusões

5 Conclusões

5.1 *Conclusões na sequência do exposto neste trabalho*

O trabalho desenvolvido nesta tese permitiu implementar com sucesso circuitos integrados monolíticos adequados para o processamento analógico de sinal a muito alto débito: 10Gb/s e 40Gb/s. O objectivo de produzir circuitos que operassem com débitos de sinal superiores ao estado da arte, não foi desde o início o objectivo principal deste trabalho, uma vez que não se dispunha de condições que permitissem o acesso a tecnologias de fabrico adequadas (e dispendiosas). Assim a contribuição deste trabalho foi a de, partindo de tecnologias de integração relativamente mais acessíveis e de desenvolvimentos no domínio das técnicas de modulação de sinal óptico, mostrar que é possível aumentar o desempenho de sistemas ópticos instalados afectados de dispersão cromática e dispersão de polarização, com recurso a circuitos implementados recorrendo a essas tecnologias.

O processo de projecto de um amplificador de transimpedância adequado para sistemas com débito de 10Gb/s, concretizou com sucesso o propósito de salientar os cuidados que devem estar presentes no projecto de circuitos integrados, que mais do que operarem na zona de frequências de microondas devem ter desempenho optimizado para sistemas de banda larga de muito alto débito. As conclusões do trabalho desenvolvido neste âmbito, como já foi mencionado, encontram aplicabilidade relevante para circuitos amplificadores e para circuitos para microondas de uma forma geral.

A inclusão de elementos externos ao circuito monolítico ficou aqui demonstrada como sendo uma estratégia fundamental ao sucesso deste tipo de circuitos, válida não só para o caso de implementação em tecnologias de GaAs como foi o caso neste trabalho, mas também para outras tecnologias. Houve no caso particular deste amplificador, a mais valia de terem sido produzidos e caracterizados “*On-Wafer*” 80 protótipos, o que permitiu ter uma reconfortante informação de retorno de que as opções tomadas durante o projecto do circuito conduziram a bom porto.

Esta etapa foi também fundamental na medida em que forneceu muita informação (e formação) em vários aspectos: maturidade da tecnologia considerada, grau de confiança

nos modelos dos componentes activos e passivos fornecidos pelo fabricante, qualidade da ferramenta de simulação e projecto (em ADS®), competência e disponibilidade dos recursos do Instituto de Telecomunicações de Aveiro para produzir um protótipo encapsulado funcional e ainda a disponibilidade de equipamentos e condições laboratoriais para a caracterização experimental deste tipo de circuitos. Foi a conjugação de todos estes factores que permitiu que os resultados deste protótipo tenham sido objecto de publicação em conferência internacional.

A experiência adquirida anteriormente com o projecto do amplificador de transimpedância permitiu implementar soluções relativamente complexas para os circuitos compensadores focados no capítulo 3, tendo-se tido á partida um razoável grau de confiança no seu sucesso. Os resultados de caracterização experimental dos circuitos montados em veículo de teste foram bons tendo estes sido testados inclusive como compensadores de distorção com origem no domínio eléctrico, aspecto que estava inicialmente fora do âmbito deste trabalho.

Nos sistemas ópticos actuais, verifica-se a necessidade da inclusão de blocos compensadores da dispersão, uma vez que os débitos são já suficientemente elevados para que, mesmo em troços com distâncias de dezenas de km, o sinal eléctrico pós-deteccção venha afectado de degradação assinalável. No entanto esses blocos operam na sua maioria no domínio óptico. No capítulo 4 foi demonstrado que é possível fazer compensação eléctrica dinâmica dos efeitos degradantes do canal óptico, em particular a dispersão do tipo já mencionado. Mais, verificou-se que os compensadores apresentados optimizam o desempenho global do canal (tendo em conta fenómenos de degradação de desempenho de outra natureza) de um factor não desprezável que pode atingir os 2dB na penalidade na RSRO.

A substituição dos actuais compensadores ópticos que funcionam com sistemas com modulação em BLD por compensadores eléctricos ajustáveis não é trivial pois, tal como foi demonstrado neste capítulo, o desempenho dos compensadores eléctricos é muito superior com tipos de modulação com preservação de fase como é o caso da modulação em BLU. Na grande maioria dos sistemas de comunicações ópticos actuais o processo de

modulação e detecção não permite preservar a informação de fase do canal. Os resultados obtidos com os compensadores dinâmicos eléctricos deste trabalho e com modulação em BLU foram no entanto inovadores e demonstraram que é praticamente possível duplicar o alcance de um sistema óptico com reduzido custo e com reduzido impacto no equipamento instalado.

Será de esperar que, com contribuições adicionais que permitam tornar mais viável a generalização da aplicação da modulação em BLU aos sistemas ópticos, ou outra com característica de preservação de fase (por exemplo a detecção coerente), e também o projecto de compensadores em tecnologias mais baratas, as técnicas de compensação eléctrica da dispersão baseadas nos compensadores apresentados (ou em compensadores pós-detecção de outro tipo) possa encontrar maior aplicabilidade.

5.2 Tópicos para possível trabalho futuro

O trabalho apresentado nesta tese focou o projecto de compensadores para sistemas ópticos até 40Gb/s. No futuro próximo, os sistemas ópticos irão evoluir para taxas de transmissão de 100Gb/s e superiores, para os quais os efeitos da dispersão condicionam ainda mais a distância máxima de transmissão.

Como linhas de trabalho futuro é então de propor a investigação de linhas de transmissão dispersivas e filtros de compensação activos para débitos superiores a 40Gbps.

Adicionalmente, será interessante abordar questões relacionadas com a implementação de compensadores activos em processos de integração menos dispendiosos e mais vulgarizados, nomeadamente processos CMOS. Esta área é particularmente interessante pelas perspectivas que abre de inclusão num só circuito monolítico das etapas de amplificação, processamento analógico, amostragem e decisão, o que permite o potencial decréscimo significativo do custo e de potência consumida do equipamento terminal.

Referências

- [1] “Myths and realities about 40G optical technology”, Mintera, white paper, 2002, www.mintera.com
- [2] M. Henini, “Heterojunction devices proving their worth”, *III-Vs Review Magazine*, Vol. 11, No.2, 1998, pp. 40-46.
- [3] P. C. Chao, *et al.*, “0.1-um gate-length pseudomorphic HEMT’s”, *IEEE Electron. Device Lett.*, Vol. EDL-8, No.10, 1987, pp. 489-491.
- [4] M. Borgarino, R. Menozzi, Y. Baeyens, P. Cova, and F. Fantini, “Hot electron degradation of the DC and RF characteristics of AlGaAs/InGaAs/GaAs PHEMT’s”, in *IEEE Trans. On Electron Devices*, Vol. 45, No.2, pp. 366-372, Feb 1998.
- [5] D. Pavlidis, “HBT vs. PHEMT vs. MESFET: What’s best and why”, in *Proc. GaAs MANTECH Conference*, Vancouver, Canadá, 1999
- [6] W. R. Curtice, “GaAs MESFET modeling and nonlinear CAD”, in *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 36, No. 2, pp. 220-230, Feb. 1988.
- [7] R. Goyal, “High-frequency analog integrated circuit design”, *J. Wiley & Sons*, pp. 64-71, 1995.
- [8] P. H. Ladbrooke, “MMIC design GaAs FETs and HEMTs”, Artech House, 1989, pp. 85-86.
- [9] H. Fukui, “Design of microwave GaAs MESFET’s for broad-band low-noise amplifiers”, in *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-27, pp. 463-470, July. 1979.
- [10] C. A. Liechti, “Microwave Field-Effect Transistors”, in *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-24, pp. 279-300, 1976.
- [11] A. Cappy, M. Schortgen, and G. Salmer, “A new method for calculating the noise parameters of MESFET’s and TEGFET’s”, in *IEEE Electron Device Letters*, No.6, pp. 270-272, June 1985.
- [12] International Telecommunications Union (ITU-T), “Optical Transport Network Physical Layer Interfaces”, Recommendation G.959.1, Mar., 2006.
- [13] M. Bohn, G. Mohs, C. Scheerer, C. Glingener, C. Wree, and W. Rosenkranz, “An adaptive optical equalizer concept for single channel distortion compensation”, *Proc. ECOC 2001*, Session Mo.F.2.3, Amsterdam.
- [14] R. Noé, D. Sandel, M. Yoshida, S. Hinz, V. Mirvoda, A. Schopflin, C. Glingener, E. Gottwald, C. Scheerer, G. Fisher, T. Weyrauch, and W. Haase, “Polarization mode dispersion compensation at 10, 20, and 40 Gb/s with various optical equalizers”, *IEEE J. of Lightw. Technology*, Vol. 17, No. 9, September 1999.
- [15] H. Gysel, M. Ramachandran, “Electrical predistortion to compensate for combined effect of laser chirp and fiber dispersion”, *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 27, No.5, 1991, pp. 421-423.
- [16] A. Matiss, G. Janssen, R. M. Bertenburg, W. Brockerhoff, and F. J. Tegude, “Optical sensitivity of a monolithic integrated InP PIN-HEMT-HBT transimpedance amplifier”, *Proc. of the 12th GAAS Symposium*, pp. 111-114, Amsterdam, 2004
- [17] B. Kwark, and M. S. Park, “AlGaAs/GaAs HBT limiting amplifier for 10Gbps optical transmission system”, In *Proc. of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 1997, pp. 55-58.

- [18] H. A. Haus, *et al.*, “Representation of noise in linear two ports”, in *Proc. of IRE*, Vol.48, Jan. 1960, pp. 69-74.
- [19] Jan Davidse, “Analog Electronic Circuit Design”, *Prentice Hall*, pp.240-241.
- [20] M. Pfennigbauer, M. Strasser, M. Pauer, and P. Winzer, “Dependence of optically preamplified receiver sensitivity on optical and electrical filter bandwidths – Measurement and simulation”, *IEEE Photon. Technol. Letters*, Vol. 14, No 6, June 2002, pp. 831-833.
- [21] International Telecommunications Union (ITU-T), “Q-factor test equipment to estimate the transmission performance of optical channels”, Recommendation O.201, Jul., 2003.
- [22] H. Rothe, and W. Dahlke, “Theory of noisy four poles”, *Proc. of IRE*, Vol. 44, pp.811-818, June, 1956.
- [23] W. R. Atkinson, *et al.*, “Representation of noise in linear two ports”, *Proc. of IRE*, Vol. 48, pp.69-74, Jan, 1960.
- [24] P. Ohlén, L. Thylén, and E. Berglind, “Dispersion limits in 10-Gb/s standard fiber systems using non-linear optoelectronic repeaters”, *IEEE Photon. Technol. Letters*, Vol. 9, No 8, August 1997, pp. 1155-1157.
- [25] Guillermo Gonzalez, “Microwave transistor amplifiers – analysis and design”, Prentice Hall, 1984.
- [26] “S-parameter design”, Agilent Application Note No.154
- [27] B. Analui, and A. Hajimiri, “Bandwidth enhancement for transimpedance amplifiers”, *IEEE J. of Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 8, August 2004.
- [28] H. H. Kim, S. Chandrasekhar, C. A. Burrus Jr., and J. Bauman, “A Si BiCMOS trans-impedance amplifier for 10 Gb/s SONET receiver,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 769–776, May 2001.
- [29] J. P. Rooney, R. Parry, I. Hunter, and R. D. Pollard, “A filter synthesis technique applied to the design of multistage broadband microwave amplifiers,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, 2002, pp. 1915–1918.
- [30] R. Lewén, U. Westergren, R. Schatz, and E. Berglind, “Design of inductive p-i-n diode matching for optical receivers with increased bit-rate operation”, *J. Lightw. Technol.*, vol. 19, No.12, pp. 1956-1963, Dec. 2001.
- [31] A. Worapishet, M. Chongcheawchamnan, and S. Srisathit, “Broadband amplification in CMOS technology using cascaded single-stage distributed amplifier”, *Electr. Lett.* Vol. 38, No. 14, pp. 675-676, July 2002.
- [32] “Wideband Amplifiers”, Peter Staric and Erik Margan, Springer 2006.
- [33] “Network Analysis and Synthesis”, Franklin F. Kuo, John Wiley and Sons, sec. Edition, 1966
- [34] N. Karim, and A. P Agrawal, “Plastic Packages electrical performance: reduced bond wire diameter”, Amkor Technical Note, On-line paper: www.amkor.com
- [35] M. Rajashekharaiah, P. Upadhyaya, and D. Heo, “A compact 5.6GHz low noise amplifier with new on-chip gain controllable active balun”. In *Proc. of the IEEE Workshop on Microelectronics and Electron Devices*, 2004, pp. 131-132.
- [36] M. K. Raja, T. T. C. Boon, K. N. Kumar, and W. S. Jau, “A fully Integrated Variable Gain 5.75-GHz LNA with on chip active balun for WLAN”, In *Proc. of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2003, pp. 439-442.

- [37] H. Ikeda, T. Ohshima, M. Tsunotani, T. Ichioka, and T. Kimura, "An auto-gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10-Gb/s optical communication systems", *J. of Solid-state Circuits.*, vol. 36, No. 9, pp. 1303-1308, Sep. 2001.
- [38] J. L. Cura, R. L. Aguiar, "Dynamic range boosting for wireless optical receivers", in *Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 4, pp. 686-689, May 2001.
- [39] Y. M. Greshishchev, and P. Schvan, "A 60-dB gain, 55-dB dynamic range, 10-Gb/s broad-band SiGe HBT limiting amplifier", *IEEE J. of Solid State Circuits*, Vol. 14, No. 12, pp. 1914-1920, Dec. 1999.
- [40] A. Carusone, and D. A. Johns, "Analogue adaptive filters: past and present", in *Proc IEE Circuits, Devices and Systems*, Vol. 147, No.1, pp. 82-90, February 2000.
- [41] Y.-C. Jenq, J. B. Thomas, and B. Liu, "A minimum-error probability tapped delay line equalizer", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. Com-25, No.10, October 1977.
- [42] D. G. Messerschmitt, "Design issues in the ISDN U-Interface transceiver", *IEEE J. on Selected Areas on Communications*, Vol. sac-4, No.8, Novembro 1986.
- [43] J. H. Winters, "Equalization in coherent lightwave systems using microwave waveguides", *J. Lightw. Technol.*, vol. 7, pp. 813-815, May. 1989.
- [44] B. Franz, D. Rösener, R. Dischler, F. Buchali, B. Junginger, T. F. Meister, and K. Aufinger, "43 Gbit/s SiGe based electronic equalizer for PMD and chromatic dispersion mitigation", in *Proc. ECOC, 2005*, paper We1.3.1
- [45] J. C. Pinson, "Transient correction by means of all-pass networks", Technical report 324, Research Laboratory of Electronics, MIT, May 13, 1957.
- [46] Steve Winder, "Analog and Digital Filter Design" Second Edition, Newnes, Elsevier Science, 2002.
- [47] J. H. Winters, R. Gitlin, "Electrical Signal Processing Techniques in Long-Haul Fiber-Optic Systems", *IEEE Transactions on Communications*, Vol.38, No.9, September 1990
- [48] C. Rauscher, "Microwave active filters based on transversal and recursive principles", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-33, No.12, pp. 1350-1360, December. 1985.
- [49] S. Pavan, "Continuous-time integrated FIR filters at microwave frequencies", *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II Express Briefs*, Vol.51, No.1, January 2004.
- [50] J. C. Cartledge, R. G. McKay, and M. C. Nowell, "Performance of smart lightwave receivers with linear equalization", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.10, No.8, August 1992
- [51] V. Curri, R. Gaudino, A. Napoli, and P. Poggiolini, "Electronic equalization for advanced modulation formats in dispersion-limited systems", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, pp. 2556-2558, Nov. 2004.
- [52] Jack Winters, S. Kasturia, "Adaptive Nonlinear Cancellation for High-Speed Fiber-Optic Systems", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.10, No.7, July 1992
- [53] S. Kasturia, J. Winters, "Techniques for High-Speed Implementation of Nonlinear Cancellation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.9, No.5, June 1991
- [54] J. Sewter, and A. C. Carusone, "A comparison of equalizers for compensating Polarization-Mode Dispersion in 40Gb/s optical systems", in *Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 2, pp. 1521-1524, May 2005.

- [55] H. Bulow, and G. Thielecke, "Electronic PMD mitigation – from linear equalization to maximum-likelihood detection", in *Proc. of Optical Fiber Communication Conference – OFC*, Vol. 3, pp. WAA3-1 WAA3-3, 2001.
- [56] F. Buchali, and H. Bulow, "Adaptive PMD compensation by electrical and optical techniques", *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, pp. 1116-1126, April. 2004.
- [57] P. M. Watts, V. Mikhailov, S. Savory, M. Glick, P. Bayvel, and R. I. Killey, "Electronic signal processing techniques for compensation of chromatic dispersion", in *proc of 10th European Conference on Networks and Optical communications (NOC'2005)*, pp. 545-553, 2005.
- [58] C.-K. Chen, and J.-H. Lee, "Design of digital all-pass filters using a weighted least squares approach", *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, Transactions Briefs*, Vol.41, No.5, May 1994.
- [59] K. Steiglitz, "Design of FIR digital phase networks", in *Proc. of IEEE Conference on Acoustics, Speech, Signal Processing ICASSP'80*, Vol. 5, pp. 252-255, Apr. 1980.
- [60] J. Liu, and X. Lin, "Equalization in high-speed communication systems", in *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2nd quarter 2004, pp. 4-17, 2004.
- [61] W. Jutzi, "Microwave bandwidth active transversal filter concept with MESFETs", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 760-767, September. 1971.
- [62] M. Schindler, and Y. Tajima, "A novel MMIC active filter with lumped and transversal elements", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, pp. 2148-2153, December. 1989.
- [63] Y. Jamani, and A. Freundorfer, "An active transversal filter MMIC for very high-speed lightwave systems", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, No. 6, pp. 836-838, Jun. 1997.
- [64] P. Monteiro, A. Borjak, F. da Rocha, J. O'Reilly, and I. Darwazeh, "10-Gb/s Pulse-shaping distributed-based transversal filter front-end for optical soliton receivers", *IEEE Microwave and Guided Wave. Lett.*, vol. 8, No. 1, pp. 4-6, January. 1998.
- [65] J. Lee, and A. P. Freundorfer, "MMIC adaptive transversal filtering using Gilbert cells and is suitable for high-speed lightwave systems", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, No. 2, pp. 196-198, Feb. 2000.
- [66] T. Furutsuka, M. Ogawa, and N. Kawamura, "GaAs dual-gate MESFETs", *IEEE Trans. Electron. Devices.*, vol. ED-25, pp. 580-586, June. 1978.
- [67] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with sub nanosecond response", *IEEE J. of Solid State Circuits*, vol. Sc-3, No. 4, pp. 365-373, Dec. 1968.
- [68] T. T. Y. Wong, "Fundamentals of distributed amplification", 1993, pp. 21.
- [69] S. Deibele, and J. B. Beyer, "Attenuation compensation in distributed amplifier design", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, No.9, pp. 1425-1433, September. 1989.
- [70] S. N. Prasad, J. B. Beyer, and I.-S. Chang, "Power-bandwidth considerations in the design of MESFET distributed amplifiers", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, No. 7, pp. 1117-1123, July 1988.
- [71] Y. Ayasli, R. L. Mozzi, J. L. Vorhaus, L. D. Reynolds, and R. A. Pucel, "A monolithic GaAs 1-13GHz traveling-wave amplifier", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-30, No.7, pp. 976-981, July 1982.
- [72] H.-T. Ahn, and D. J. Allstot, "A 0.5-8.5-GHz fully differential CMOS distributed amplifier", *IEEE J. of Solid State Circuits*, Vol. 37, No. 8, pp. 985-993, Aug. 2002.

- [73] J. S. Beyer, *et al.* "Wideband monolithic amplifier study", Final technical report, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin-Madison, September 1983.
- [74] P. J. Sullivan, B. A. Xavier, and W. H. Ku, "Doubly balanced dual-gate CMOS mixer", *IEEE J. of Solid State Circuits*, Vol. 34, No. 6, pp. 878-881, June. 1999.
- [75] W. R. Curtice, "A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-28, No.5, pp. 448-456, May 1980.
- [76] J.-Y. Su, C. Meng, Y.-H. Li, S.-C. Tseng, and G.-W. Huang, "2.4GHz 0.35um CMOS single-ended LNA and mixer with gain enhancement techniques", in *Proc. of Asia Pacific Conference APMC*, 2005, Vol 3, No. 4-7, Dec. 2005.
- [77] K. Krishnamurthy, S. I. Long, and M. J. W. Rodwell, "Cascode-delay-matched amplifiers for efficient broadband microwave power amplification", in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, 1999, pp. 819-822.
- [78] S. Masuda, T. Takahashi, and K. Joshin, "An over-110-GHz InP HEMT flip-chip distributed baseband amplifier with inverted microstrip line structure for optical transmission system" in *Proc. of IEEE GaAs Digest*, 2002, pp. 99-102.
- [79] M. Leich, M. Ludwig, A. Hülsmann, V. Hurm, F. Steinhagen, A. Thiede, and M. Schlechtweg, "40Gbit/s high voltage modulator driver in p-HEMT technology", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 21, pp. 1842-1843, October. 1999.
- [80] J. Aguirre, and C. Plett, "50-GHz SiGe HBT distributed amplifiers employing constant- k and m -derived filter sections", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, No.5, pp. 1573-1579, May 2004.
- [81] F. Zhang, and P. Kinget, "Low power programmable-gain CMOS distributed LNA for ultra-wideband applications", in *Proc. Symposium on VLSI Circuits*, 2005, pp. 78-81.
- [82] K. B. Niclas, "Active matching with common-gate MESFETs", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT - 33, No.6, pp. 492-499, June 1985.
- [83] H. Lee, and J. Kim, "Unit cell approach to full-wave analysis of meander delay line using FDTD periodic structure modeling method", *IEEE Trans. Advanced Packaging.*, vol. 25, No.2, pp. 215-222, May. 2002.
- [84] O. M. Ramahi, "FDTD analysis of conventional and novel delay lines", in *Proc. of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, Vol. 4, pp. 1994-1997, July 2000.
- [85] S. K. Tewksbury, "Interconnections within microelectronic systems", on-line document in <http://stewks.ece.stevens-tech.edu/sktpersonal/TechReports/microinterx.pdf>
- [86] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response", *IEEE J. of Solid State Circuits*, vol. Sc-3, No. 4, pp. 365-373, Dec. 1968
- [87] B. Wedding, "Reduction of bit error rate in high speed optical transmission systems due to optimized electrical drive pulse shaping", in *Proc. ECOC*, 1988, vol 1, pp. 187-190.
- [88] R. Heidemann, B. Wedding, and G. Veith, "10-Gb/s transmission and beyond", in *Proc. of the IEEE*, Vol. 83, No. 11, November 1993, pp. 1558-1567
- [89] A. E. Willner, "Chromatic dispersion and polarization mode dispersion – managing key limitations in optical communications systems", in *OPN TRENDS – OSA*, March 2002, pp. S-16 – S-21.

- [90] K. Yonenaga, and N. Takachio, "A fiber chromatic dispersion compensation technique with an optical SSB transmission in optical homodyne detection systems", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 949-951, Aug. 1993.
- [91] J. Park, W. V. Sorin, and K. Y. Lau, "Elimination of the fibre-chromatic dispersion penalty on 1550 nm millimeter-wave optical transmission", *IEE Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 6, pp. 512-513, 1997.
- [92] D. Fonseca, P. Monteiro, and A. V. T. Cartaxo, "Adaptive optical single sideband filter based on a phase modulator", *IEE Electron. Lett.*, Vol. 41, No. 13, Jun. 2005.
- [93] R. Olshansky, "Quadrature optical phase modulators for lightwave systems", United States patent no. 5101450, Mar., 1992.
- [94] R. Olshansky, "Single sideband optical modulator for lightwave systems", United States patent no. 5301058, Apr., 1994.
- [95] R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. Allen, K. Demarest, and D. Richards, "10-Gb/s SCM fiber system using optical SSB modulation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, No. 8, pp. 896-898, Aug. 2001.
- [96] C. D. Holdenried, J. W. Haslett, and B. Davies, "A Fully Integrated 10-Gb/s Tapped Delay Hilbert Transformer for Optical Single Sideband", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No 5, May 2005, pp. 303-305.
- [97] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, "Overcoming Chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1410-1415, Aug. 1997.
- [98] M. Sieben, J. Conradi, D. Dodds, B. Davies, and S. Walklin, "10 Gb/s optical single sideband system", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 971-973, May. 1997.
- [99] M. Sieben, J. Conradi, and D. E. Dodds, "Optical single sideband transmission at 10 Gb/s using only electrical dispersion compensation", *J. Lightw. Technol.*, vol. 17, pp. 1742-1749, Oct. 1999.
- [100] T. Maia, R. Ribeiro, and P. Monteiro, "Impact of the modulation depth on self-homodyne optical single sideband systems", in *Proc. LEOS*, 2001, pp. 675-676.
- [101] P. M. Watts, V. Mikhailov, M. Glick, P. Bayvel, and R. I. Killey, "Single sideband optical signal generation and chromatic dispersion compensation using digital filters", *Electron. Lett.*, vol. 40, pp. 958-960, Jul. 2004.
- [102] T. Maia, M. Violas, P. Monteiro, and R. Ribeiro, "10 Gb/s optical single sideband transmitter", in *Proc. CONFTELE*, 2003, pp. 241-244.
- [103] "What actually creates the 90 degree coupler phase shift", Tyco M/A-Com Application Note AN3027.
- [104] Roman Kuc, "Introduction to digital signal processing", McGraw-Hill 1982.
- [105] P. M. Charrua, A. V. T. Cartaxo, and M. R. Leiria, "Generation and performance of AMI-RZ and DCS-RZ signals with sideband suppression", in *Proc. of the IASTED International Multi-Conference Wireless and Optical Communications*, pp. 857-860, July 8-10, 2004, Banff, Canada.
- [106] H. Kim, and A. H. Gnauck, "Chirp characteristics of dual-drive Mach-Zehnder modulator with a finite DC extinction ratio", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 298-301, Mar. 2002.
- [107] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, "Novel technique for generation of optical SSB with carrier using a single MZM to overcome fiber chromatic dispersion", *Intern. Topical Meeting in Microwave Photonics*, pp. 5-8, Dec. 1996.

- [108] T. Silveira, A. Teixeira, A. Ferreira, P. Monteiro, and P. André, "Influence of SOA based devices on optical single sideband signals", in proc. of *ICTON 2005*, session Th.A1.7
- [109] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, "Comparison of implementations using the phase shift technique to generate OSSB-NRZ and OSSB-RZ signals", in proc. of *ICTON 2005*, session Th.A1.7
- [110] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, "Opto-electrical filter for 40 Gb/s optical single sideband generation", in *Proc. Optical Fibre Communication (OFC 2006)*, Anaheim, USA, paper JThB14, 2006.
- [111] D. Boivin, M. Hanna, and J. R. Barry, "Reduced-Bandwidth duobinary differential continuous-phase modulation format for optical communications", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 1331-1334, Jun. 2005.
- [112] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, R. Gaudino, and P. Poggiolini, "Modulation formats suitable for ultrahigh spectral efficient WDM systems", *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electronics* Vol. 10, No. 2, pp. 321-328, Mar/Apr. 2004.
- [113] A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, D. A. Atlas, and D. G. Daut, "Chromatic dispersion limitations in coherent transmission systems", *J. Lightw. Technol.*, vol. 6, No. 5, pp. 704-709, May. 1988.
- [114] M. T. Al-Qdah, H. A. Rashid, M. Khazani, K. Dimyati, and B. M. Ali, "Chromatic dispersion measurement using the relative power of two beating frequencies", *Microwave and Optical Technology Lett.*, vol. 46, no. 3, pp. 268-271, August. 2005.
- [115] M. Pfennigbauer, M. Strasser, M. Pauer, and P. Winzer, "Dependence of optically preamplified receiver sensitivity on optical and electrical filter bandwidth – measurement and simulation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 831-833, Jun. 2002.
- [116] B. Wedding, B. Franz, and B. Junginger, "10-Gb/s optical transmission up to 253 km via standard single-mode fiber using the method of dispersion-supported transmission", *J. Lightw. Technol.*, vol. 12, No. 10, pp. 1720-1727, Oct. 1994.
- [117] Van Schyndel, "Implementation of a post-detection chromatic dispersion compensation transfer function", United States patent no. 6829549, Dec. 2004.
- [118] R. Sousa, C. Sousa, M. Violas, and P. Monteiro, "3 – 37 GHz Multilayer Multisection 3dB 90° Hybrid Coupler", in *Proc. ConfTele 2005*.
- [119] V. Silva, C. Amaral, P. Monteiro, A. Ferreira, T. Silveira, M. Madureira, R. Ribeiro, and D. Fonseca, "Optical Single-Sideband Transmitter for Alternate-Mark-Inversion Electrical Signals", *ConfTele 2007*.
- [120] M. Pfennigbauer, M. Strasser, M. Pauer, and P. Winzer, "Dependence of optically preamplified receiver sensitivity on optical and electrical filter bandwidths – Measurement and simulation", *IEEE Photon. Technol. Letters*, Vol. 14, No 6, June 2002, pp. 831-833.
- [121] J. Bregenzer, E. Leitgreb, P. Fasser, W. Heckel, and H. J. Schmidtke, "Impact of dispersion effects in high capacity DWDM transmission systems", in *Proc LEOS*, pp. 219-224, June 2002.
- [122] R. J. Nuyts, L. D. Tzeng, O. Mizuhara, and P. Gallion, "Effect of transmitter speed and receiver bandwidth on the eye margin performance of a 10Gb/s optical fiber transmission system", *IEEE Photon. Technol. Letters*, Vol. 9, No 4, April 1997, pp. 532-535.